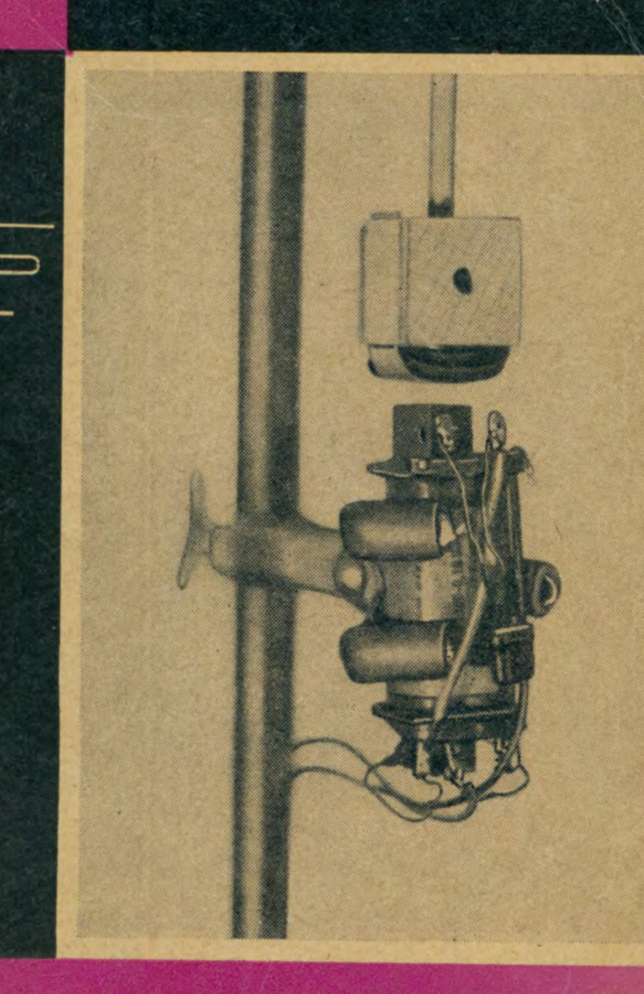
66

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Hagen Jakubaschk

Elektronikschaltungen für Amateure Teil II

Der praktische Funkamateur · Band 66
Elektronikschaltungen für Amateure · Teil II

HAGEN JAKUBASCHK

Elektronikschaltungen für Amateure Teil II



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 15. August 1966

Inhalt

Vorwort

Diese Broschüre bildet die thematische Weiterführung der mit Band 28 dieser Reihe (Elektronikschaltungen für Amateure, Teil I) und dem „Großen Elektronikbastelbuch" begonnenen Zusammenstellung von Schaltungen für Amateure. Bei dem sich ständig weiter ausbreitenden Wirkungskreis elektronischer Verfahren und Prinzipien kann es nicht verwundern, daß sich immer wieder neue, auch für den Amateur interessante Schaltungsvarianten ergeben (z. B. durch den Einsatz neuer Bauelemente oder durch vereinfachte technische Lösungen). Der vorliegende Band stellt eine – notwendigerweise begrenzte – Auswahl solcher neueren Schaltungen vor. Einführende Grundlagendarstellungen und die Behandlung einzelner Bauelemente enthält diese Broschüre nicht, sie sind im „Großen Elektronikbastelbuch", in Heft 28 und in einer ganzen Anzahl anderer Broschüren dieser Reihe zu finden.
Es entspricht der Entwicklungsrichtung der modernen Elektronik auf dem Amateursektor, wenn die Vakuumröhre im vorliegenden Band nicht mehr auftritt. Gegenüber dem Halbleiter hat sie ihre Bedeutung für den Elektronikamateur weitgehend eingebüßt, insbesondere haben sich in letzter Zeit keine für den Amateur interessanten Anwendungen ergeben. Dagegen wurden einige Schaltbeispiele der Komplementärtransistortechnik aufgenommen, zumal npn-Transistoren auch dem Amateur in steigendem Maße zugänglich sein werden. Die Kombination von npn-Transistoren mit den dem Amateur bereits vertrauten pnp-Typen eröffnet auch in der Elektronik zahlreiche sehr interessante Schaltungsmöglichkeiten, die entweder bei gleicher Zielsetzung weit einfacher sind als herkömmliche Lösungen oder gänzlich neue Möglichkeiten erschließen.
Die Auswahl der Schaltungen erfolgte wiederum in der Weise, daß aus verschiedenen Anwendungsgebieten jeweils

ein oder mehrere Beispiele gezeigt werden, deren Nachbau auch dem mit wenig Meßmitteln ausgerüsteten Amateur möglich ist und die im Sinne unterschiedlich hohen Aufwands und Schwierigkeitsgrads „für jeden etwas" bieten sollen.
Die zahlreichen dem Verfasser zu den genannten Veröffentlichungen zugegangenen Leserzuschriften – für die allen Lesern an dieser Stelle gedankt sei – zeigten, daß die bisher gewählte Form sich bewährt hat. Deshalb wurde die Darstellung der gründlich erprobten Schaltungen wiederum zugunsten der Reichhaltigkeit des Materials auf die jeweilige Schaltung und ihre Funktionsbeschreibung beschränkt.

Nahmitz, im März 1966 *Hagen Jakubaschk*

1. Lichtelektrische Anwendungen

1.1. Niederfrequenzlichtschranke

Bestimmungszweck: Optisch-elektronische Schaltvorrichtung zur Auslösung beliebiger Schaltvorgänge mittels Unterbrechung eines Lichtstrahls
Betriebsspannung: 4,5 V
Halbleiterzahl: 4 Transistoren, 1 bzw. 3 Dioden
Besonderheiten: keine Gleichstromverstärkung – Aufbau unter Verwendung von „Amateur-Elektronik"-Bausteinen 2 NV 1, RG 1 möglich

Für Lichtschranken gibt es inzwischen eine ganze Anzahl auch dem Amateur wohlbekannter Schaltungsvarianten. Fast immer wird dabei empfängerseitig mit einer mehrstufigen Gleichstromverstärkung (mit direkt gekoppelten Transistoren) gearbeitet. Dabei treten insbesondere bei langzeitigen Anwendungen unter veränderlichen Temperaturverhältnissen die hinlänglich bekannten Stabilitätsprobleme auf, die ihre Ursachen meist in dem sich mit der Temperatur ändernden Transistorreststrom haben. Eine Möglichkeit, diese Schwierigkeit zu umgehen, bietet sich bei Verwendung eines Wechselspannungsverstärkers (NF-Verstärkers). Der Lichtempfänger (Selenfotoelement, Fotowiderstand, Fotodiode u. ä.) muß dazu eine NF-Spannung abgeben, die der Lichtstärke proportional ist. Eine Möglichkeit hierfür besteht in der Verwendung modulierten Lichtes (Wechsellichtschranke, Flimmerlicht), wie in [1] gezeigt. Man kann jedoch auch mit konstantem Licht (Gleichlicht) arbeiten, wenn die vom lichtempfindlichen Bauelement abgegebene Gleichspannung unmittelbar nach diesem – also noch vor der Verstärkung – in eine Wechselspannung umgewandelt wird oder das lichtempfindliche Bauelement selbst mit einer NF-Spannung betrieben werden kann.
Bild 1 zeigt die Schaltung eines NF-Lichtschrankenempfängers nach diesem Prinzip. Die Lichtquelle selbst ist eine einfache Glühlampe oder andere Lichtquelle (Tageslicht usw.). Als Lichtempfänger wird in Bild 1 ein Selenfoto-

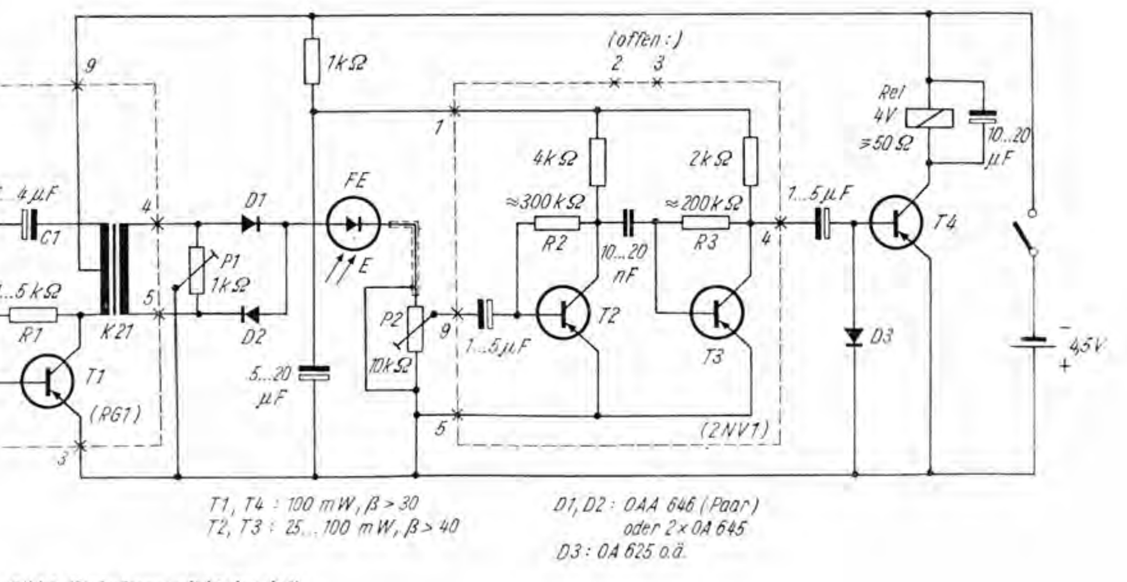


Bild 1 Niederfrequenzlichtschranke*)

*) Hier wie in den folgenden Bildern werden an Stelle von Typenangaben für die Transistoren Leistungsklasse und erforderliche Exemplardaten genannt, um dem Amateur freie Hand bei Verwendung vorhandener Transistoren zu lassen. Insbesondere die preisgünstigen „Bastlertypen" sind in solchen Fällen verwendbar

element FE beliebiger Bauart und Größe benutzt. Für die Registrierung relativ schwachen Lichtes empfehlen sich großflächige Selenelemente, damit man die notwendige Lichtempfindlichkeit erreicht. In dieser Form ist die Anlage dann – wie die meisten Lichtschranken – auch gut als Dämmerungsschalter geeignet. Soll mit enggebündeltem Licht gearbeitet und dieses auf große Entfernung geführt werden (bei vielen Schrankenanwendungen erforderlich), dann ist wie üblich Lichtbündelung mit Linse oder Hohlspiegel empfehlenswert, wobei der Lichtempfänger dann möglichst geringe Fläche haben soll. In diesem Fall kann man für FE eine als Spannungsquelle (Element) geschaltete Fotodiode verwenden. Fototransistoren sind für die NF-Lichtschranke jedoch weniger geeignet.
Die Schaltung nach Bild 1 eignet sich besonders gut zum Aufbau mit vorhandenen Bausteinen der „Amateur-Elektronik"-Bausteinserie des VEB Meßelektronik Berlin. Benötigt werden dann die Bausteine RG 1 (Rufgenerator) und 2 NV 1 (NF-Verstärker). Ihre Schaltung entspricht den in Bild 1 punktiert umrandeten Komplexen. Längs der Punktierung sind deshalb die für diese Bausteine gültigen Steckstiftanschlußziffern angegeben. Natürlich können diese Schaltungsgruppen auch aus einzeln beschafften Bauelementen aufgebaut werden.
Die Baugruppe RG 1 erzeugt eine NF-Schwingung, die als Steuerspannung für den Gleichspannungswandler (Chopper) D 1, D 2, P 1 dient. Falls dieser Generator neu aufgebaut wird, sollte man den Kondensator C 1 so bemessen, daß sich eine Frequenz bei ungefähr 2 kHz ergibt (probieren oder umrechnen; genaue Frequenz unkritisch). Jedoch kann auch der Originalbaustein RG 1 (dessen Frequenz gewöhnlich bei etwa 500 bis 700 Hz liegt) unverändert benutzt werden. R 1 wird beim Neuaufbau nicht kleiner gewählt, als zum sicheren Anschwingen (mit Kopfhörer an den Punkten 4–5 abhörbar) erforderlich ist. Sein genauer Wert hängt von T 1 ab. – Die an 4–5 massefrei abnehmbare NF-Spannung wird einer aus den beiden P-1-Hälften sowie D 1 und D 2 gebildeten Brückenschaltung zugeführt, in

deren Diagonale (Schleifer P 1 und Verbindungspunkt D 1–D 2) die vom Lichtempfänger FE bei Lichteinfall abgegebene Gleichspannung anliegt. D 1 und D 2 werden im Takt der NF-Schwingung geöffnet und geschlossen; diese Dioden wirken als Schalter. Der linke Anschluß von FE wird daher im Takt der NF abwechselnd über D 1 bzw. D 2 und P 1 an Masse gelegt oder – bei gesperrten Dioden – von Masse abgeschaltet. Die von FE an P 2 abgegebene Gleichspannung wird damit im Takt der Generatorfrequenz unterbrochen und erscheint als eine mit dieser Frequenz pulsierende Gleichspannung an P 2. Mit P 2 stellt man die Empfindlichkeit der Anordnung (Lichtstärkeschwellwert) ein. Bei fehlendem Licht liefert FE keine Gleichspannung. In diesem Fall darf an P 2 keine Generator-NF-Spannung vorhanden sein. Das läßt sich durch die Brückenschaltung erreichen, da die vom Generator kommende Steuerspannung mit P 1 symmetriert wird und in diesem Fall in der Brückendiagonale (zwischen Schleifer P 1 und Verbindungspunkt D 1–D 2) keine Spannung auftritt. Dafür ist es erforderlich, daß D 1 und D 2 kennliniengleich sind. Es empfiehlt sich deshalb, um von vornherein allen Schwierigkeiten aus dem Wege zu gehen, ein Diodenpaar (OA 646 oder ähnliche vom Hersteller als Paar ausgemessene Diodenkombination) zu verwenden. Die Einstellung von P 1 ist relativ kritisch. Sie erfolgt so, daß am Ausgang des NF-Verstärkers (Punkt 4, dort die nachfolgende Stufe abtrennen, hochohmigen Kopfhörer gegen Masse legen) möglichst keine NF-Spannung bei überbrücktem oder völlig abgedunkeltem Fotoelement FE auftritt, d. h. auf Tonminimum.

Wenn die Anlage hohe Empfindlichkeit aufweisen soll, muß eventuell – je nach Gesamtaufbau und Leitungslängen – die Verbindung FE zu P 2 abgeschirmt werden, um das Einschleppen von Brummstörungen zu vermeiden. Ebenfalls der Unterdrückung von Netzbrummen (das auch durch Raumbeleuchtungen u. ä. eingeschleppt werden könnte) dient der sehr kleine Kondensator zwischen T 2 und T 3 (beim 2 NV 1 läßt man dazu einfach Stift 3 und 2

offen). R 2 und R 3 werden je nach Daten der Transistoren T 2 und T 3 auf maximale Verstärkung (maximale Lautstärke im Kopfhörer bei Anschluß wie oben) erprobt und sind in diesem Fall wenig kritisch, da die Verzerrungsfreiheit der Verstärkung nebensächlich ist.

Dem NF-Verstärker folgt schließlich eine die NF-Spannung gleichrichtende Relaisstufe, deren Relais bei Vorhandensein einer NF-Spannung – und damit bei Lichteinfall auf FE – anzieht. Diese Stufe kann (ab Basisanschluß T 4, wobei Diode D 3, wie angegeben, beibehalten wird) auch durch den Verstärkerbaustein 2 GV 1 der gleichen Bausteinserie ersetzt werden, wobei sich jedoch unter Umständen bereits eine übermäßig hohe Empfindlichkeit der Gesamtanlage ergibt, die praktisch niemals benötigt wird. Auch der Baustein KUV 1 kann für die Relaisstufe an Stelle von T 4 benutzt werden.

Während FE hier in Form eines Selenfotoelements oder einer Fotodiode als Spannungsquelle wirkt, deren Gleichspannung „zerhackt" wird, kann man auch mit einem Fotowiderstand arbeiten und die Generatorspannung selbst als Signalspannung benutzen, womit der eigentliche Chopper mit D 1, D 2 und P 1 überflüssig ist. Bild 2 zeigt die entsprechende Schaltung hierfür. Die Komplexe RG 1 und 2 NV 1 mit nachfolgender Relaisstufe entsprechen Bild 1. P 2 ist hier im Hinblick auf günstigere Anpaßverhältnisse

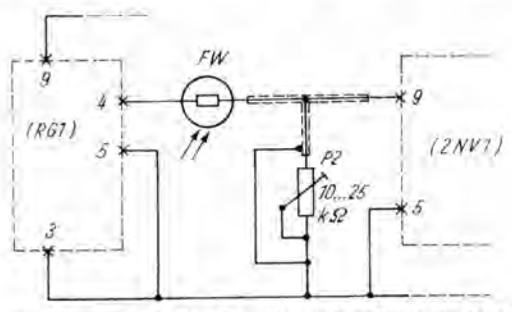


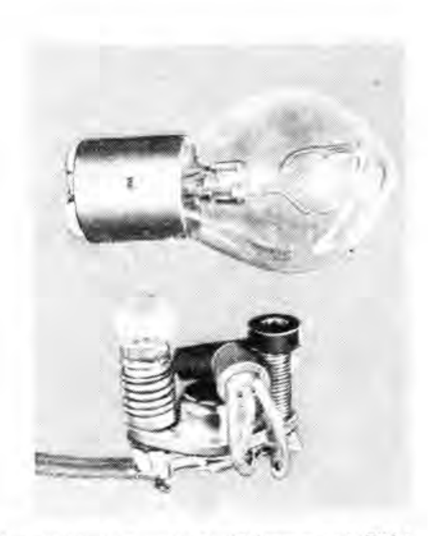
Bild 2 Verwendung eines Fotowiderstands an Stelle des Fotoelements in der Niederfrequenzlichtschranke nach Bild 1

etwas anders geschaltet. Der Fotowiderstand FW (gut eignen sich die vom VEB Zeiss Jena hergestellten Typen CdS 6, CdS 8) wirkt als veränderlicher Widerstand und läßt je nach auftreffender Lichtstärke an P 2 (Empfindlichkeitsregler) eine mehr oder weniger hohe NF-Spannung auftreten. Bei dieser Schaltungsvariante ist Abschirmung der vom FW zu P 2 und zum Verstärkereingang führenden Leitung kaum zu umgehen, und zwar auch gegen die vom Generator kommende FW-Zuleitung, da es sonst zu „kapazitivem Übersprechen" der NF-Spannung über FW hinweg kommen kann. Die Generatorfrequenz wählt man deshalb in diesem Fall etwas niedriger als nach Bild 1. Günstig sind Frequenzen um 400 bis 500 Hz (gut geeignet ist Originalbaustein RG 1).

1.2. Komplementärblinklichtgeber für Kraftfahrzeuge

Betriebsspannung: 12 V (6 V)
Stromaufnahme: entsprechend Lampenstrom zuzüglich ≈ 30 mA
Halbleiterzahl: 1 Transistor pnp, 1 Transistor npn
Maximal schaltbare Lampenleistung: 10 ··· 15 W (12 V), ≈ 5 W (6 V)
Besonderheiten: wenig aufwendige Schaltung, sehr geringer Ruhestrom, einfacher Einbau in vorhandene Kfz.-Bordanlagen

Die dem Amateur bisher geläufigen Transistorblinklichtgeber sind mit 2 pnp-Transistoren aufgebaut und insofern schaltungstechnisch für vorhandene Kfz.-Bordanlagen ungünstig. Bekanntlich arbeiten bei dieser gewohnten Form des Multivibrators beide Transistoren im Gegentakt, d. h., es ist stets einer von beiden durchgesteuert. Das bedingt einen nicht unerheblichen Ruhestromverbrauch auch in den Dunkelpausen der Blinklampe. Bei der Kfz.-Anwendung ist noch zu berücksichtigen, daß der vorhandene, nicht ohne weiteres auswechselbare Schalter für die Fahrtrichtungsanzeige nur einen Umschaltkontakt hat und entweder er oder die Blinklampen 1polig an Speisespannung bzw. Masse liegen. Bei üblichen Multivibratoren mit 2 pnp-Transistoren kann man daher notgedrungen nur die Blinklampe abschalten, wobei der andere Transistor – für dessen Abschalten ein zweiter Kontakt am Fahrtrichtungsschalter notwendig wäre – ständig unter Strom bleibt.



Versuchsmuster des Komplementärblinkgebers für Kraftfahrzeuge nach Bild 3 im Vergleich zur Größe einer normalen Kfz.-Bilux-Lampe. Kontrollampe L_K und sämtliche Bauelemente des Blinkgebers wurden auf dem Gehäuse des Leistungstransistors T 2 montiert, ebenso eine Steckbuchse für Anschluß des Schalters S. Über das Kabel ist die Bordbatterie angeschlossen. Dieser Geber kann komplett an Stelle der Kontrollampe hinter dem Armaturenbrett angeordnet werden

Außerdem ergeben sich bei diesen Blinkschaltungen mit 2 pnp-Transistoren meist unangenehm große Werte für den oder die Elkos, die den Blinkrhythmus bestimmen.
Wird jedoch einer der Transistoren durch einen npn-Transistor ersetzt, so ergibt sich ein Komplementärmultivibrator. Der pnp- und der npn-Transistor brauchen dabei nicht gepaart und auch nicht datengleich zu sein. Typisch für den Komplementärmultivibrator ist die Tatsache, daß beide Transistoren gleichtaktig arbeiten, d. h., es sind ständig beide Transistoren zugleich gesperrt oder geöffnet. Dieser Umstand ermöglicht eine schaltungstechnisch sehr günstige Lösung, die Bild 3 in einem dimensionierten Beispiel zeigt.
Die Originalschaltung der Bordblinkanlage kann weitgehend beibehalten werden. L_L und L_R sind die Blinklampen links und rechts, L_K ist die Kontrollampe am Ar-

maturenbrett, S der Schalter für die Fahrtrichtungsanzeige. S und L_L bzw. L_R können, wenn es die Schaltung der Bordanlage erfordert, auch gegeneinander vertauscht sein (S an Batterieminus). Der eigentliche Blinkgeber ist bei + und − mit der Bordanlage, bei S mit dem Schalter verbunden. Man bestückt ihn mit einem pnp-Leistungstransistor (der mit Rücksicht auf die zu schaltende Lampenleistung ein 4-W-Typ sein muß, jedoch keine Kühlung benötigt) und einem npn-Kleinleistungstransistor, für den im Mustergerät ein Siliziumtransistor benutzt wurde. Geeignet sind alle npn-Si-Typen für wenigstens 100 mW Belastbarkeit bei einem β von mindestens 20.

Schaltungsfunktion: Solange S in Aus steht, ist T 1 über seinen 50-kΩ-Basiswiderstand durchgesteuert, und es fließt ein Kollektorstrom von weniger als 0,1 A, der als Basisstrom für T 2 wirkt. Somit ist T 2 ebenfalls geöffnet, und der Elko 50 μF liegt mit seinem positiven Pol über T 2 auf Pluspotential, mit seinem negativen Pol über den 200-Ω-Widerstand und die Basis-Emitter-Strecke von T 1 auf Minuspotential. Der Elko ist daher auf Betriebsspannung geladen. Sobald nun mit S eine der Blinklampen L ange-

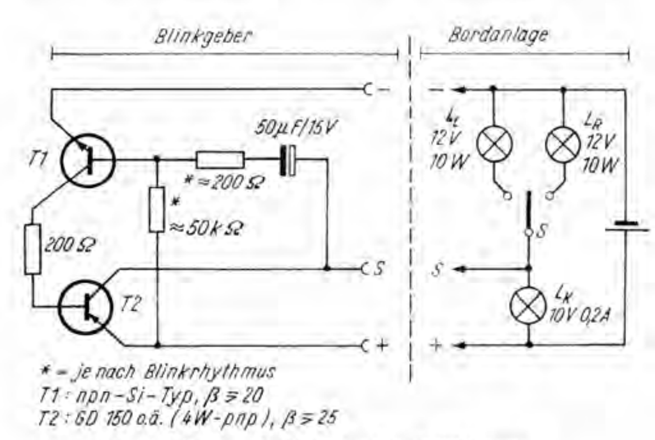


Bild 3 Komplementärblinklichtgeber für Kraftfahrzeuge

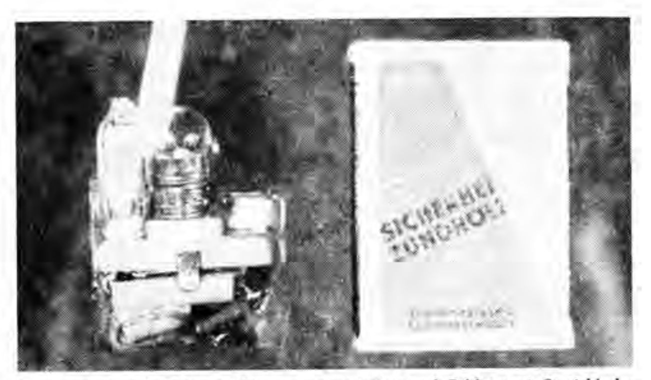
schaltet wird, liegt der Elko über S und die Blinklampe der Basis-Emitter-Strecke T 1 parallel, und zwar mit Minuspol seiner Ladung an Basis T 1. Dadurch wird dieser npn-Transistor sofort gesperrt und T 2 – dessen Basisstrom damit ausfällt – ebenfalls. Die Blinklampe leuchtet also zunächst nicht auf, bis sich der Elko über den 50-kΩ-Widerstand entladen hat. Inzwischen liegt aber L_K über die (weit niederohmigere) eingeschaltete Blinklampe an Betriebsspannung und leuchtet somit auf. Der Blinkrhythmus beginnt also stets mit Aufleuchten von L_K. Ihr Lampenstrom heizt die eingeschaltete Blinklampe bereits etwas vor, so daß später deren Einschaltstromstoß dann beträchtlich geringer ist und T 2 daher nicht mit diesem vom Lampenkaltwiderstand bedingten hohen Stromstoß belastet wird. Um diesen Effekt optimal zu erreichen, empfiehlt sich für L_K im Zusammenhang mit den angegebenen Blinklampen der Lampentyp 10 V/0,2 A.
Sobald der Elko entladen ist, wird T 1 nicht mehr gesperrt. Über den 50-kΩ-Widerstand erhält dieser Transistor nunmehr Basisstrom und öffnet. Mit ihm öffnet auch T 2 und legt die Blinklampen durch Kurzschluß von L_K an Plus. Dieser durch den Elko auf die Basis von T 1 übertragene Potentialsprung bewirkt, daß T 1 und T 2 sofort voll durchgesteuert werden. L_K verlischt, die eingeschaltete Blinklampe leuchtet auf. In dieser Form arbeitet die Schaltung intermittierend, wobei stets beide Transistoren zugleich öffnen und schließen sowie L_K bzw. L_L oder L_R abwechselnd aufleuchtet. Die Kontrollampe sorgt dabei nicht nur für die erwähnte Vorheizung der Blinklampe, sondern sie erfüllt auch zuverlässig die vorgeschriebene Kontrollfunktion: Bei Fadenbruch oder Ausfall einer der Blinklampen L_L oder L_R kann der Blinkgeber nicht anspringen: L_K bleibt dunkel. Dagegen hat ein Ausfall von L_K auf die Arbeitsweise der Blinkanlage keinen Einfluß (bis auf die fehlende Lampenvorheizung, die bei der angegebenen Dimensionierung jedoch den Transistor T 2 während kurzer Betriebsdauer nicht gefährdet).
Die mit Sternchen gekennzeichneten Widerstandswerte

sind Richtwerte, man legt sie nach der gewünschten Blinkfrequenz (günstig sind etwa 2 Blinkimpulse je Sekunde) und den Exemplardaten (insbesondere von T 1) fest. Wenn man für T 2 einen höher belastbaren Transistor (12-W-Typ) wählt und den 200-Ω-Widerstand entsprechend verringert (T 1 muß dann höheren Kollektorstrom vertragen können, was meist der Fall sein wird), lassen sich auch stärkere Blinklampen oder Lampengruppen schalten. Die für 12 V angegebene Dimensionierung kann auch für 6 V abgeändert werden. Gegenüber 12 V verdoppelt sich dann etwa der Elkowert, während sich alle Widerstandswerte auf ungefähr die Hälfte verringern. L_L, L_R dann: 6 V/5 W, L_K: 5 V/0,2 A oder 6,3 V/0,3 A.

1.3. Komplementärblinklichtboje mit Dämmerungsschalter

Bestimmungszweck: Blinklichtgeber für 1 Blinklampe zur Markierung von Geländeorientierungspunkten, Markierungszeichen usw., vorwiegend im freien Gelände
Betriebsspannung: 4,5 V (6 V)
Stromaufnahme: während Lampenleuchtzeit entsprechend Lampenstrom, während Dunkelzeit ≈ 0,03 mA (bei 4,5 V)
Halbleiterzahl: 1 Transistor pnp, 1 Transistor npn
Maximal schaltbare Lampenleistung: ≈ 0,3 W (4,5 V), mit Ergänzung bis 5 W (6 V) ohne Relais
Besonderheiten: bei vorhandener Tageshelligkeit oder Fremdlicht automatische Stillsetzung des Blinkers zwecks Batteriestrom-Einsparung – Betriebsdauer mit Taschenlampenbatterie im Dauerbetrieb etwa 5 Wochen

Das Schaltbeispiel (Bild 4) zeigt deutlich, welche Vorteile die Komplementärtechnik in manchen Fällen bezüglich der vereinfachten Schaltung, des geringeren Bauelementeaufwands und des Wirkungsgrads hat. Die Blinkboje hat sich inzwischen auf vielen Gebieten – so z. B. zur Fahrrinnenmarkierung auf Gewässern, zur Netzmarkierung bei der Fischerei, zur Markierung nächtlich aufzufindender Geländepunkte usw. – ihren Platz erobert. Die wichtigste Forderung bei einer solchen kleinen, transportablen Blinkboje ist meist die nach geringem Stromverbrauch, um mit einer Batterieladung möglichst lange Betriebszeit zu erreichen. Für die Signalisierung genügen meist kurze Licht-



Komplementärblinkboje mit Dämmerungsschalter nach Bild 4 a mit Streichholzschachtel zum Größenvergleich. Links neben Lampe La ist FW angeordnet, rechts unterhalb La T 1. Die komplette Blinkboje ist bis zum Fassungsrand in Gießharz eingebettet, das auch die Fassung nach unten abdichtet. Nur FW, La und die Batteriezuleitung (links hinten) ragen aus dem Gießharz heraus. Nach Einschrauben von La wurde die Fassung mit Lacküberzug gesichert und das Gerät wochenlang ungeschützt im Freien störungsfrei betrieben. Einzelheiten zur Gießharzeinbettung siehe Band 59 dieser Reihe (Jakubaschk, „Gießharztechnik in der Amateurpraxis")

blitze im Abstand einiger Sekunden – der steuernde Multivibrator muß also großes Tastverhältnis haben. Damit erweisen sich einfache Multivibratoren mit nur 2 pnp-Transistoren von vornherein als ungünstig. Aber selbst wenn die Blinklampe von einem dritten Transistor gesteuert wird – solche Schaltungen sind inzwischen auch beim Amateur weit verbreitet –, bleibt noch die Tatsache des Ruhestromverbrauchs für den in der Dunkelpause durchgesteuerten Transistor. Da dies die überwiegende Zeit ist, ergibt sich eine „Vergeudung" von Batteriestrom.

Schließlich muß – um den bei Tage unnötigen Blinkbetrieb zu vermeiden – die Boje mit einem Dämmerungsschalter versehen werden, und dies bedeutet nach der bisher geläufigen Schaltungstechnik einen Mehraufwand von einigen Transistoren sowie die Notwendigkeit eines gewissen Ruhestroms für den Dämmerungsschalter.

Der Komplementärblinker nach Bild 4 weist diese Nachteile nicht auf. Er wurde im gezeigten Beispiel für 4,5 V

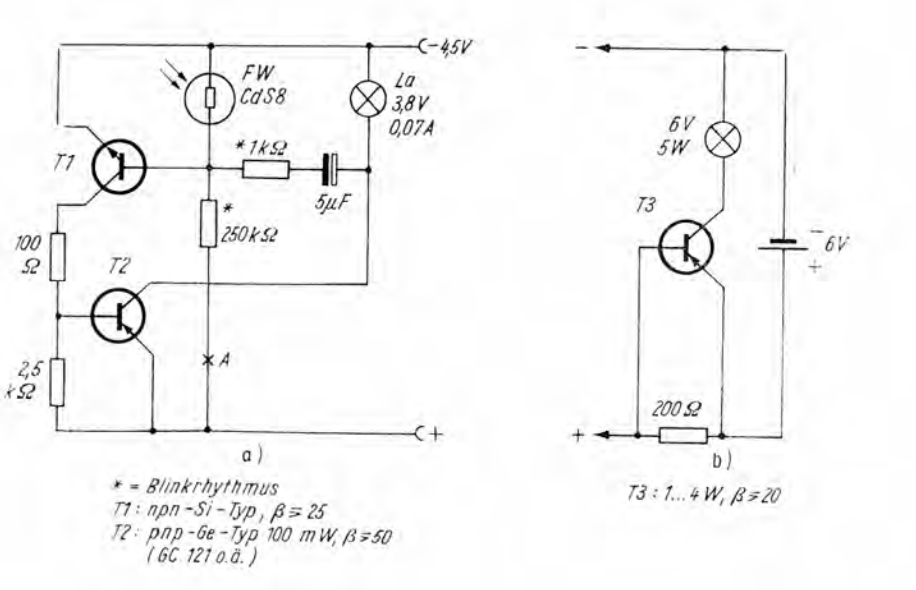


Bild 4 Komplementärblinkboje mit Dämmerungsschalter (a) und Zusatzschaltung zum Betrieb stärkerer Lampen (b)

(Taschenlampenbatterie) ausgelegt. Das Funktionsprinzip entspricht dem im vorigen Abschnitt beschriebenen, so daß sich nähere Erklärungen dazu erübrigen. Auffällig ist neben der geringen Zahl von Bauelementen, die kaum noch zu unterbieten ist, auch der ungewohnt niedrige Wert des Elkos. Beides erlaubt im Bedarfsfall extrem kleine Bauweise des Blinkers. Der Dämmerungsschalter besteht lediglich noch aus dem lichtempfindlichen Bauelement selbst, einem Fotowiderstand FW (CdS 8 vom VEB Zeiss Jena). Die Dämmerungsautomatik kann durch Abschalten des FW in einfachster Weise außer Betrieb gesetzt werden. Wird FW nicht an der gezeichneten Stelle, sondern bei Punkt A eingeschaltet, so arbeitet die Automatik umgekehrt – Blinklicht nur bei vorhandener Umgebungshelligkeit – was aber lediglich in Sonderfällen praktischen Wert hat.

Da beim Komplementärblinker beide Transistoren gleichtaktig arbeiten, genügt es – und das ist der große Vorteil, der den Verzicht auf jede zusätzliche Automatikschaltung erlaubt –, nur einen Transistor durch Kurzschluß zu sperren, um den ganzen Blinker stillzulegen und jeden Ruhestrom zu vermeiden. Und zwar geschieht dies durch Überbrücken der Basis-Emitter-Strecke von T 1 durch den bei auftreffendem Tageslicht niederohmigen FW. Dadurch bleibt T 1 gesperrt; und da Siliziumtransistoren extrem niedrigen Kollektorreststrom haben (Größenordnung nA, mit Amateurmitteln kaum meßbar und ohne weiteres praktisch gleich 0 zu setzen!), ist auch T 2 völlig gesperrt. Dessen Basis-Emitter-Parallelwiderstand 2,5 kΩ senkt den Kollektorreststrom von T 2 auf einige Mikroampere ab, ohne die Blinkerfunktion zu beeinflussen. Mit der gezeigten Dimensionierung wies das Mustergerät bei Tage einen (im wesentlichen noch durch den Spannungsteilerquerstrom 250 kΩ + FW bedingten) Ruhestromverbrauch von nur 35 μA auf! Der 250-kΩ-Widerstand bestimmt einmal die Länge der Dunkelpause im Blinkrhythmus, zum anderen auch die Ansprechgrenze (Empfindlichkeit) des Dämmerungsschalters. Das Mustergerät setzte bereits bei Beginn der Morgendämmerung aus – gerade dann, wenn Erkenn-

barkeit der Blinklampe ohnehin nicht mehr gegeben war. Mit Rücksicht auf die Verwendung eines Kleinleistungstransistors als T 2 und weil in der Nacht bereits kleine Lampen auf mehrere 100 m weit erkennbar sind, genügt für La der Typ 3,8 V/0,07 A. Die Dunkelzeit wurde auf 2 s, die Leuchtzeit auf den für Erreichen der maximalen Lampenhelligkeit notwendigen Mindestwert von rund 50 ms (gemessen als optische Leuchtzeit) festgelegt. Entsprechend der Funktion des Komplementärmultivibrators nimmt die ganze Schaltung nur im Moment des Aufleuchtens der Lampe Strom auf, der etwa dem nominellen Lampenstrom entspricht. Der Strom in den Dunkelpausen liegt unter 0,1 mA. Tatsächlich wird also die Batterie nahezu nur mit dem Lampenstrom belastet. Beim Mustergerät ergab sich – über mehrere Batterien gemittelt – mit einer handelsüblichen 4,5-V-Taschenlampenbatterie BDT 4,5 im Frühjahr eine ununterbrochene Betriebsdauer von rund 5 Wochen je Batterie!

Soll eine stärkere Blinklampe verwendet werden, so nützt man die Tatsache aus, daß der eigentliche Blinkgeber insgesamt nur während der Leuchtzeit einen nennenswerten Strom zieht. Man steuert mit ihm dann ohne Eingriff in die eigentliche Schaltung einen Leistungstransistor direkt an, wie Bild 4 b zeigt. Hierbei wurde eine Lampe 6 V/5 W angenommen. Bei + und – wird die Schaltung gemäß Bild 4 a angeschlossen, wobei dort La durch einen Festwiderstand 120 Ω ersetzt werden kann. Außerdem sind die Widerstände des Blinkgebers für 6 V zu dimensionieren (gegenüber 4,5 V sämtlich rund 25 Prozent größer wählen!).

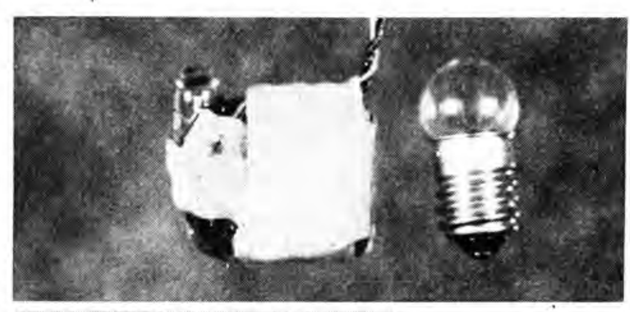
Ein weiterer Vorteil dieser Blinkboje gegenüber den meisten bisher bekannten Blinkschaltungen mit Dämmerungsautomatik ist, daß FW nicht vor dem Licht der eigenen Lampe La geschützt werden muß: Da er im Moment des Aufleuchtens von La ohnehin wirkungslos ist, kann man ihn sogar neben La anbringen. Optische Rückkopplung ist nicht zu befürchten.

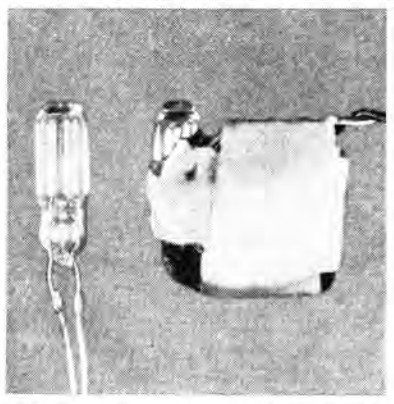
2. Elektronik in der Prüf- und Meßtechnik

2.1. Verbesserter Glimmlampendurchgangsprüfer für Batteriebetrieb

Bestimmungszweck: Bauelemente- und Leitungsprüfungen bei Arbeiten in und außerhalb der Werkstatt; netzunabhängiger Glimmlampen-Durchgangsprüfer, ferner zur Speisung von Kontrollglimmlampen
Betriebsspannung: 3 ··· 6 V
Stromaufnahme: bei 3 V etwa 25 ··· 50 mA
Halbleiterzahl: 1 Transistor
Besonderheiten: sehr geringer Aufwand, handelsüblicher Kleinsttransformator

In [1] und [2] wurde bereits ein Glimmlampendurchgangsprüfer beschrieben, der aus einem Kleinsttransverter zur Erzeugung der Glimmlampenbetriebsspannung und den Prüfglimmlampen bestand. Eine für den weniger geübten Bastler auftretende Schwierigkeit dieser Schaltung bestand in der Notwendigkeit, den erforderlichen Miniaturtransvertertrafo selbst wickeln zu müssen. Andererseits stieß gerade dieser Schaltungsvorschlag bei sehr vielen Lesern auf großes Interesse. Deshalb soll ergänzend zu den früheren Beschreibungen eine verbesserte Ausführung dieses Glimmlampendurchgangsprüfers vorgestellt werden, die bei verringertem Bauelementeaufwand mit handelsüblichen Teilen auskommt, extreme Miniaturisierung gestattet und den im Fachhandel erhältlichen Kleinstübertrager Typ K 32 (Treibertrafo des Empfängers „Mikki") ohne Änderung zu verwenden gestattet. Damit wird diese Schaltung außer für Prüfgerätzwecke auch als Speisetransverter zum Betrieb von Kontrollglimmlampen an Transistorschaltungen und Schwachstromanlagen interessant.
Bild 5 zeigt diese auch vom Bastelanfänger realisierbare Schaltung. Als Transistor kann so ziemlich alles verwendet werden, was überhaupt Transistoreigenschaften hat, u. a. also auch Exemplare mit geringer Stromverstärkung β und hohem Kollektorreststrom I_{ceo}. Dieser soll sogar einen Mindestwert von etwa 0,1 mA nicht unterschreiten, um den





Der Glimmlampendurchgangsprüfer nach Bild 5 im Größenverhältnis zu einer Taschenlampenglühlampe und einer Miniaturglimmlampe, vorgesehen für Anwendung als Glimmlampenkontrollanzeige für Batteriebetrieb (nur Gl 1; Gl 2 und Upr sind entfallen). Gl 1 wurde zusammen mit T eng am K 32 montiert, mit etwas Klebeband abgestützt und das Ganze mit elastischer Plastummantelung durch mehrmaliges Tauchen überzogen (Einzelheiten zur elastischen Ummantelung vgl. Band 59 „Gießharztechnik")

Anschwingvorgang nicht zu erschweren. Je nach Betriebsspannung (die zwischen 3 bis 6 V beliebig gewählt werden kann) ist ein Transistor von mindestens 50 mW, ab 4,5 V von 100 bis 150 mW, erforderlich. Je nach Transistor kann unter Umständen bereits eine Betriebsspannung von 1,5 V ausreichen – das Mustergerät arbeitete bei 1,5 V mit etwa 70 Prozent aller erprobten Transistorexemplare einwandfrei. Die Stromaufnahme liegt bei 3 V Betriebsspannung

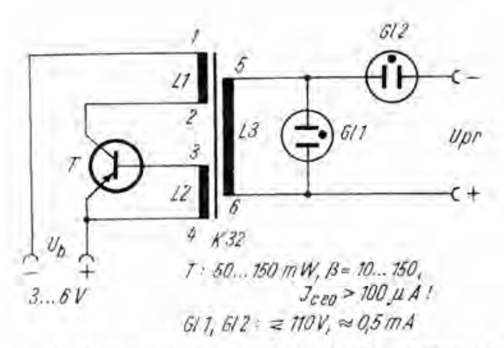


Bild 5 Glimmlampendurchgangsprüfer für Batteriebetrieb. Diese verbesserte Schaltung kommt mit handelsüblichem Übertrager aus

um 25 bis 50 mA. Soll das Gerät als Speisetransverter für eine Kontrollglimmlampe benutzt werden, so ist Gl 1 diese Glimmlampe, wobei Gl 2 und die Prüfschnuranschlüsse Upr entfallen. An Upr steht, wie bereits in [1] und [2] erläutert ist, eine Prüf*gleich*spannung mit der angegebenen Polarität zur Verfügung, so daß auch Kondensatoren und alle anderen Gleichspannung erfordernden Bauelemente, die mindestens 100 V _ vertragen, auf Isolation oder Durchgang geprüft werden können. Bei Durchgang leuchtet Gl 2 auf. Dazu muß die Zündspannung von Gl 2 etwas geringer sein als die von Gl 1. Da praktisch nie 2 Glimmlampen genau gleiche Zündspannung haben, ist das leicht zu erreichen. Man schaltet bei der Ersterprobung beide Lampen parallel (Upr verbinden). Die Glimmlampe, die dabei aufleuchtet, wird als Gl 2 eingesetzt.

Es seien noch die Daten des Übertragers K 32 genannt, damit der Amateur ähnliche Übertrager auf Eignung abschätzen kann.

Kern EI 16/48, Bl. 0,35 mm,
wechselseitig geschichtet,
L 1 = L 2 = je 300 Wdg., 0,1-CuL
(Gleichstromwiderstand je 21 Ω),
L 3 = 1000 Wdg., 0,07-CuL
(Gleichstromwiderstand 120 Ω).

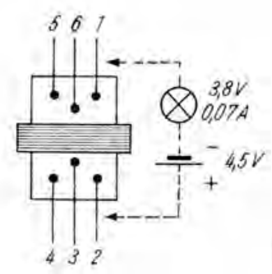


Bild 6
Anschlußbestimmung beim Kleinübertrager K 32

Bild 6 zeigt die Lage der Anschlüsse beim K 32. Man prüft zunächst mit einem geeigneten Durchgangsprüfer (eine leicht zu improvisierende Möglichkeit zeigt Bild 6 punktiert), welche der auf gegenüberliegenden Kernseiten vorhandenen Anschlüsse zueinander Durchgang haben. Dies sind Anschluß 1 und 2. Die Lage der übrigen ergibt sich danach aus der Skizze (Bild 6).
Vor Falschpolung der Batterie ist das Gerät zu schützen, weil dabei der Transistor beschädigt werden kann. Muß man bei speziellen Anwendungen mit falschgepolter Betriebsspannung zu rechnen, so kann man dem Minusanschluß (Übertragerpunkt 1) eine Diode (GY 100, OY 100 o. ä.) mit Anode zur Übertragerklemme 1 vorschalten.

2.2. Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge

Bestimmungszweck: Drehzahlmeßeinrichtung zum Einbau in Kraftfahrzeuge, zwecks ständiger Ablesbarkeit der Motordrehzahl am Armaturenbrett während des Fahrbetriebs, Hilfsmittel für optimale Fahrweise
Betriebsspannung: 6 V oder 12 V (aus Bordbatterie)
Stromaufnahme: 10 ··· 25 mA
Halbleiterzahl: 2 Transistoren, 2 Dioden
Anzeigevorrichtung: Milliamperemeter für 1 mA
Besonderheiten: keine mechanische Kopplung mit dem Motor – leichter nachträglicher Einbau oder kurzzeitiger Anschluß bei Kfz.-Reparaturen – Eichung durch einmaligen Vergleich mit mechanischem Drehzahlmesser

Als Signalgeber für einen Kfz.-Drehzahlmesser läßt sich sehr einfach der vorhandene Unterbrecherkontakt der Zündanlage mitbenutzen, da die Zahl der Zündimpulse je Zeiteinheit ein direktes Maß der Drehzahl ist. Damit läuft die

Drehzahlmessung, elektrisch gesehen, auf eine direktanzeigende Frequenzmessung hinaus. Die Eichung des nachfolgend beschriebenen Geräts hängt ab von der Motorart, da je nach Motortyp auch die Anzahl der Unterbrecherimpulse je Motorumdrehung verschieden ist. Sind mehrere Unterbrecher vorhanden, so benutzt man einen davon mit für die Drehzahlmessung.
Die Anzeige ist abhängig von der – im Fahrbetrieb nicht konstanten – Betriebsspannung (Bordbatteriespannung), sie muß daher für den Drehzahlmesser mittels Zenerdiode stabilisiert werden. Bild 7 zeigt die Schaltung eines einfachen Drehzahlmessers, der je nach Motorart und Eichung bis zu etwa 8000 U/min verwendet werden kann. UK ist der Unterbrecherkontakt, Z die Primärwicklung der Zündspule des Motors. Zwischen beiden wird die Unterbrecheranschlußleitung U des Drehzahlmessers angeschlossen, wobei – je nach den Eigenschaften des Drehzahlmessers bzw seiner Transistorexemplare und der Zündanlage – die Einschaltung eines Widerstands von einigen Kiloohm in Leitung U von Vorteil sein kann. Je nach Schaltung der Zünd-

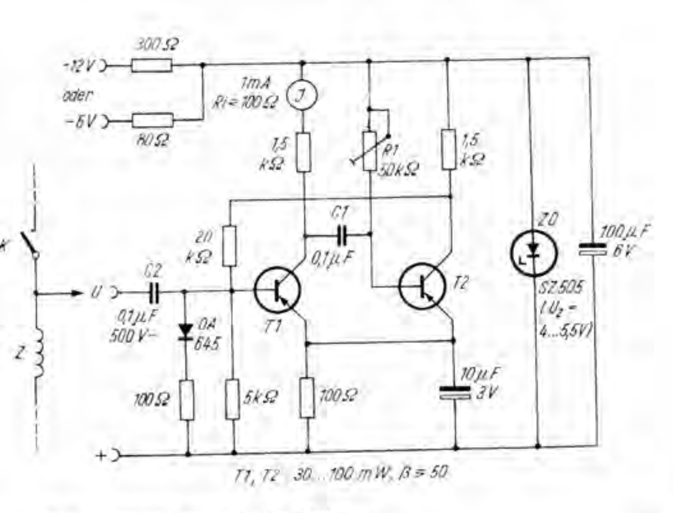


Bild 7 Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge

anlage steht an Leitung U entweder bei geschlossenem oder bei offenem Unterbrecherkontakt UK die Batteriespannung, d. h., an U tritt eine rechteckförmige Schwingung mit einer der Drehzahl direkt proportionalen Frequenz auf. In der Praxis muß man jedoch mit ungleichem Tastverhältnis dieser Rechteckschwingung (abhängig von Einstellung und Zustand des Unterbrechers usw.) rechnen und mit zusätzlichen kurzen Spannungsspitzen (durch Prellerscheinungen am Unterbrecherkontakt). Beides darf nicht in die Messung eingehen. Deshalb wird die Rechteckspannung zunächst mittels C 2 zu einem kurzen Impuls differenziert, mit dem ein monostabiler Multivibrator (T 1, T 2; Prinzip dieser Grundschaltung siehe in [1]) ausgelöst wird. Dadurch ergibt sich eine gleichbleibende, vom Tastverhältnis unabhängige und durch Kontaktprellungen nicht beeinflußte Impulslänge für die Messung. Die Diode OA 645 schützt den Transistor T 1 vor der Rückschlagspannung der Zündspule. Im Kollektorkreis von T 1 liegt das in Drehzahlen geeichte Anzeigeinstrument I. Es kann ein übliches 1-mA-Einbauinstrument benutzt werden, das ausreichend robust ist und (evtl. mit federnder Gummizwischenlage) im Armaturenbrett angebracht wird. Die Anzahl der Impulse in der Zeiteinheit bildet nun ein direktes Maß für die Drehzahl. Die Impulse werden im Meßinstrument integriert (bei niedrigen Drehzahlbereichen kann man dem Instrument, falls ein störendes Vibrieren des Zeigers zu beobachten ist, einen Elko mit 100 bis 200 μF parallelschalten), so daß der Zeigerausschlag um so größer wird, je mehr Impulse in der Zeiteinheit auftreten. Die Linearitätsabweichung der Anzeige beträgt wenig mehr als 1 Prozent, was praktisch belanglos ist. Bringt man die eigentliche Meßschaltung mit T 1 und T 2 an einer Stelle unter, an der geringstmögliche Temperaturschwankungen auftreten, so bleibt der Meßfehler (bedingt durch die im praktischen Fahrbetrieb auftretenden Temperaturschwankungen von etwa $\pm$ 20 bis 25 °C) unter 5 Prozent und stört ebenfalls nicht.

Die Eichung auf den gewünschten Drehzahlbereich wird

bei etwa halbem Zeigerausschlag vorgenommen. Mit C 1 kann der Meßbereich grob festgelegt werden, mit R 1 wird fein abgeglichen, so daß sich der gewünschte Drehzahlmeßbereich einstellt.
Die Betriebsspannung für die Anzeigeschaltung wird mit der Zenerdiode ZD stabilisiert. Durch Wahl des entsprechenden Vorwiderstands eignet sich das Gerät sowohl für 6 V als auch für 12 V Nennspannung der Bordbatterie. Da es für die Funktion der Schaltung ohne Bedeutung ist, ob Plus oder Minus der Bordbatterie an Masse des Wagens liegt, kann man das Gerät daher auch transportabel aufbauen und – z. B. im Werkstatteinsatz – nach Bedarf sehr leicht an vorhandene Fahrzeuganlagen anklemmen. Für die Unterbrecherzuleitung U ergibt sich noch eine weitere Möglichkeit, insbesondere für Werkstattkontrollen. Zwischen U und + kann eine Induktionsspule angeschlossen werden (Polung nach Versuch!), die aus wenigen um das Zündkerzenkabel (!) gelegten Windungen Draht besteht. Die Zündimpulse werden dann direkt vom Hochspannungskabel induktiv abgenommen. Bekommt der Drehzahlmesser noch eine eigene Batterie, so ist er elektrisch nicht mehr mit dem zu messenden Motor verbunden und läßt sich überall leicht und schnell einsetzen.

2.3. Kontaktloser fotoelektrischer Drehzahlmesser

Bestimmungszweck: Drehzahlmessungen berührungsfrei auf optischem Wege an beliebigen rotierenden Maschinenteilen
Betriebsspannung: 9 V
Stromaufnahme: ≈ 50 mA
Halbleiterzahl: 5 Transistoren, 2 Dioden, 1 Fotowiderstand
Besonderheiten: Messung erfolgt ohne Berührung des Meßobjekts durch Registrierung der vom rotierenden Objekt abgeleiteten Helligkeitsschwankungen

Die im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Schaltung kann man durch geeignete Erweiterungen zu einem universell anwendbaren fotoelektrischen Drehzahlmesser ausbauen, mit dem Drehzahlmessungen an beliebigen rotierenden Maschinenteilen, Achsen, Wellen usw. möglich sind, sofern diese mit einer kleinen Lichtquelle beleuchtet wer-

den können. Das Prinzip besteht darin, die rotierende Welle auf etwa dem halben Umfang so einzufärben, daß sich zwischen beiden Umfangshälften ein Helligkeitsunterschied ergibt. Dieser wird mittels Fotowiderstand registriert. Man beleuchtet dazu die markierte Welle mit einer kleinen Lichtquelle (das Licht muß konstant sein, man benutzt daher zweckmäßig Batteriespeisung, im einfachsten Fall eine gutbündelnde Taschenlampe!). Das von der Welle reflektierte Licht wird von einem Fotowiderstand aufgefangen, wobei eine kleine Trennwand zwischen Lichtquelle und Fotowiderstand (beide können direkt nebeneinander sitzen und zusammen eine Meßaufnehmereinheit bilden) dafür sorgt, daß der Fotowiderstand nicht direkt vom Licht der Lampe und auch nicht von störendem Nebenlicht (Raumbeleuchtung u. ä.) getroffen wird. Die je Achsenumdrehung einmal auftretende Helligkeitsänderung des reflektierten Lichtes ist das Maß für die Drehzahl. Da diese Helligkeitsänderung auch hier wieder als eine – vom Fotowiderstand abgegebene – Spannungsschwankung erscheint, ist die schaltungstechnische Aufgabenstellung die gleiche wie im vorigen Abschnitt. Es wird lediglich noch eine zusätzliche Impulsformung erforderlich, da mit allmählichen Helligkeitswechseln – besonders bei niedrigen Drehzahlen – gerechnet werden muß und daher für die eigentliche Meßschaltung nicht von vornherein die notwendige rechteckförmige Schwingung zur Verfügung steht. Das Einfärben der zu messenden Achse oder Welle ist nicht schwierig. Bei blanken, gut spiegelnden Achsen kann man halbseitig mit etwas Kerzenruß o. ä. abdunkeln. Bei ohnehin dunklen, wenig reflektierenden Maschinenteilen wird Kreide oder weiße Farbe aufgebracht. Bei rotierenden Flügeln, Speichenrädern u. ä. durchleuchtbaren Teilen erübrigt sich jedes Färben – hier wird die Lichtquelle auf einer, der Fotowiderstand auf der anderen Seite des Objekts angebracht, und dieses unterbricht den in diesem Fall von der Lichtquelle direkt auf den Fotowiderstand fallenden Lichtstrahl. Bei der Eichung ist dann zu beachten, wieviel Unterbrechungen je Umdrehung erfolgen!

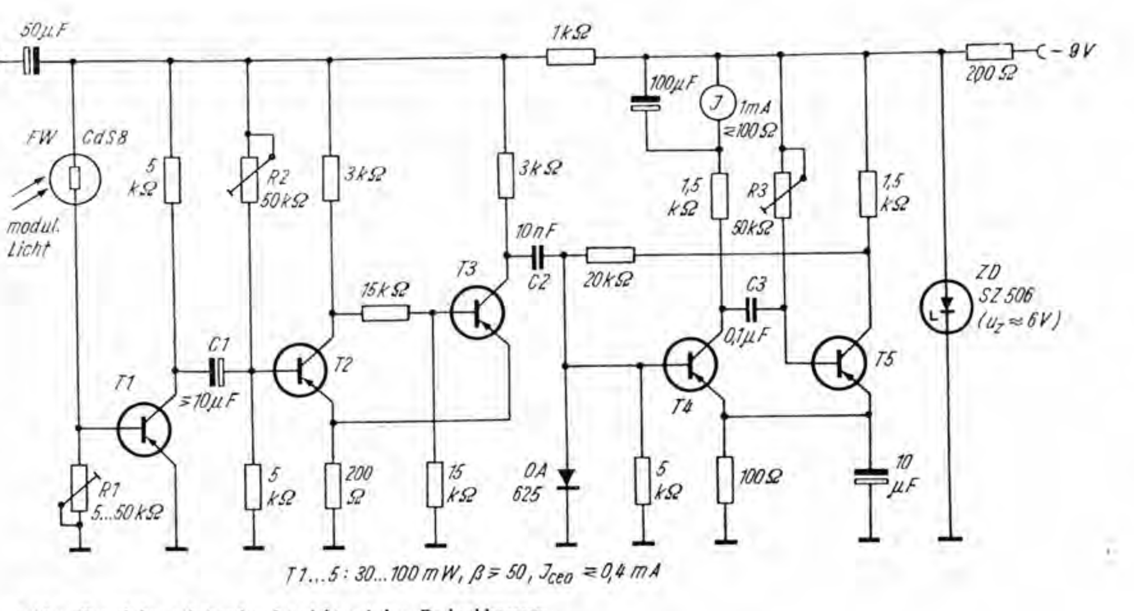


Bild 8 Kontaktlos arbeitender fotoelektronischer Drehzahlmesser

Bild 8 zeigt die Schaltung. Sie ist mit der angegebenen Dimensionierung geeignet für Drehzahlmessungen zwischen 100 bis 6000 U/min. Für geringere Drehzahlen muß man durch entsprechendes Einfärben oder Anordnen des Prüflings dafür sorgen, daß je Umdrehung mehr als ein Lichtwechsel erfolgt bzw. mehrere Lichtunterbrechungen. FW ist der Fotowiderstand. An R 1 – mit diesem Trimmregler kann eine Anpassung an die am Meßort vorhandene Grundhelligkeit erfolgen – steht eine mit den Umdrehungen des Prüflings periodisch schwankende Spannung zur Verfügung. Die erste Verstärkerstufe mit T 1 wird galvanisch angekoppelt, der nachfolgende Impulsformer mit T 2, T 3 über einen verhältnismäßig großen Elko C 1. Dies ist erforderlich, weil bei Drehzahlen in der Größenordnung 100 U/min noch eine Frequenz von nur wenigen Hertz einwandfrei übertragen werden muß.
Der Impulsformer ist als Schmitt-Trigger geschaltet (Näheres zur Funktion dieser Grundschaltung in [1]). Mit R 2 kann die Empfindlichkeit (gleichbedeutend mit dem Mindestmaß der bei FW auftretenden Helligkeits*schwankung*) eingestellt werden, so daß diese Schwankungen, nicht aber geringere Schwankungen des Umgebungslichts (Wechselstromraumbeleuchtung!) den Trigger auslösen. Am Kollektor T 3 gibt der Trigger je Helligkeitsperiode einen Spannungssprung ab. Es steht somit wieder die erforderliche Rechteckschwingung mit einer der Drehzahl proportionalen Frequenz zur Verfügung. Ebenso wie bei der Schaltung nach Bild 7 bewirkt C 2 auch hier die Differentiation; die nachfolgende Meßschaltung mit T 4 und T 5 entspricht funktionell genau dem im vorigen Abschnitt beschriebenen Drehzahlmesser. Die Eichung erfolgt demgemäß grob mit C 3, fein mit R 3 wie bereits bei Bild 7 (dort C 1, R 1). Auch im vorliegenden Fall muß die Betriebsspannung – mit Rücksicht auf günstige Batteriespeisung zu 9 V gewählt (mit anders bemessenem Vorwiderstand auch für höhere Spannungen geeignet) – mittels Zenerdiode ZD stabilisiert werden. Hingewiesen sei noch auf eine andere interessante Ergänzung: Den 3-kΩ-Kollektorwiderstand von T 3 kann

man ganz oder teilweise durch ein elektromechanisches Zählwerk (Impulszähler) ersetzen, das bei etwa 1 mA anziehen soll. Der Kollektorwiderstand von T 3 ist dann um den Betrag des Zählwerkwiderstands zu verringern, und das Zählwerk mittels Schutzdiode (GA 100, OA 625 o. ä.) – Katode nach Kollektor T 3 – zu überbrücken. Prinzipiell läßt sich das Zählwerk in gleicher Weise beim Kollektorwiderstand von T 5 (1,5 kΩ) einschalten, wobei man mit etwas weniger empfindlichem Zählwerk auskommt. Das Zählwerk registriert dann die Anzahl der insgesamt erfolgten Umdrehungen, während Instrument I die jeweilige Augenblicksdrehzahl abzulesen gestattet.

2.4. Direktanzeigender NF-Frequenzmesser für 10 Hz ··· 100 kHz

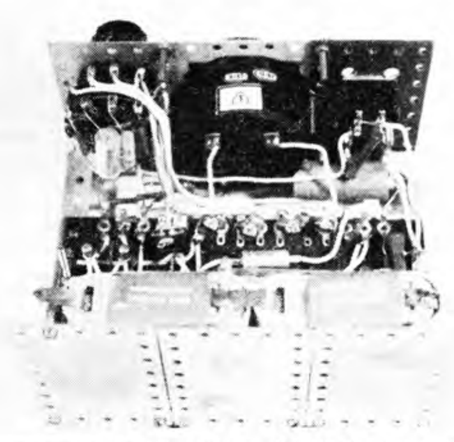
Bestimmungszweck: Frequenzmessungen im NF-Bereich für Werkstattanwendungen mit direkter Zeigerablesung
Betriebsspannung: 9 V

Stromaufnahme: 50 ··· 100 mA
Halbleiterzahl: 4 Transistoren, 3 Dioden
Besonderheiten: Handhabung ähnlich Vielfachmesser – Direktablesung in 4 Meßbereichen – Meßergebnis im Bereich von Eingangsspannungen zwischen 0,1 V~ ··· 300 V~ unabhängig von Betrag und Kurvenform der Eingangsspannung, deshalb auch für Impulsfrequenzmessungen geeignet – Meßbereiche 10 Hz ··· 100 kHz – Meßfehler bei annähernd symmetrischer Kurvenform $\leq 1{,}5\,\%$

Die Schaltung eines direktanzeigenden Niederfrequenzmessers, der ähnlich wie ein Vielfachmesser aufgebaut und in der Anwendung wie dieser gehandhabt werden kann, zeigt Bild 9. Bei sorgfältiger Eichung bleibt der Meßfehler in allen Bereichen unter 2 Prozent, was für werkstattmäßige Frequenzmessungen im NF-Bereich genügt.
An einen solchen wie einen Vielfachmesser zu handhabenden Frequenzmesser müssen bestimmte zusätzliche Forderungen gestellt werden. Vorhanden sein soll nur der Meßbereichsumschalter, hier für Wahl der Frequenzmeßbereiche 10···100 Hz, 100 Hz···1 kHz, 1···10 kHz, 10···100 kHz. Damit Meßfehler sicher vermieden werden, muß das Meßergebnis in weiten Grenzen unabhängig von der Eingangsspannung sein. Bei dem nach Bild 9 geschalteten Gerät



Versuchsmuster des direktanzeigenden NF-Frequenzmessers nach Bild 9; Gehäuse abgenommen. Zum Aufbau wurden Einzelteile des Chassisbaukastens ER 10 (Fa. Reißmann, Dresden) benutzt. Links Batterieeinschalter und Meßfrequenzeingang, rechts Bereichsschalter und Lampe für Batteriekontrolle. Im Hintergrund die Batterien



Verdrahtungsteilansicht des direktanzeigenden NF-Frequenzmessers. Links der Bereichsschalter mit den Bereichskondensatoren

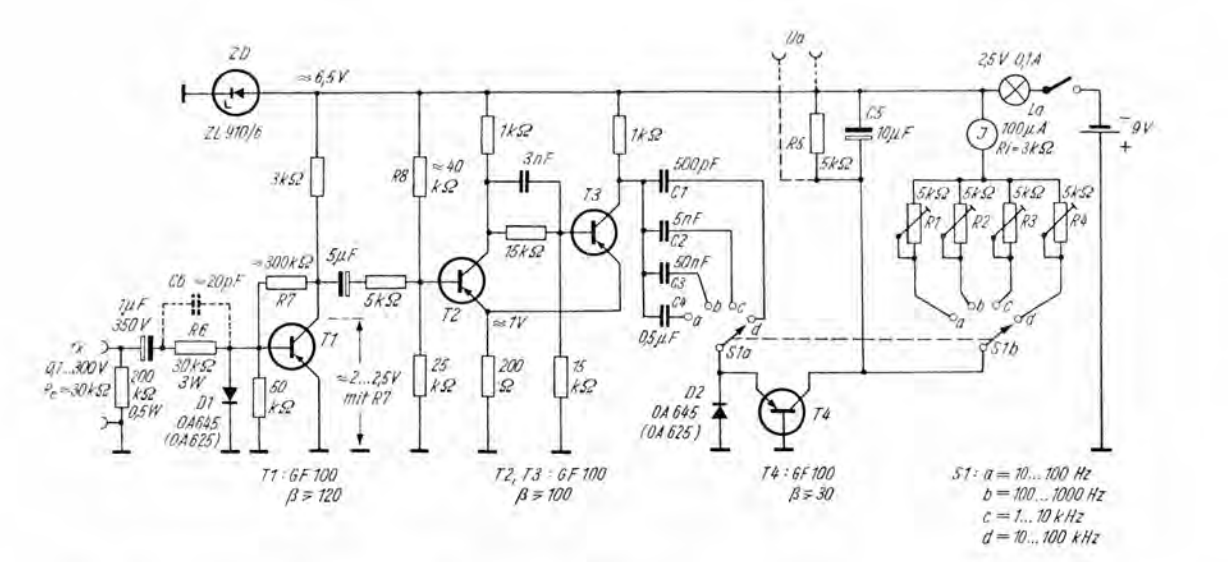


Bild 9 Direktanzeigender NF-Frequenzmesser für 10 Hz bis 100 kHz. Dieses Gerät läßt sich ähnlich wie ein Vielfachmesser handhaben

kann die Eingangsspannung zwischen 0,1 V (unterhalb dieser Ansprechgrenze wird nichts angezeigt, so daß auch zu geringe Eingangsspannung nur den Frequenzwert 0, aber keinen falschen Wert ergeben kann) und 300 V liegen, darf also um reichlich 3 Größenordnungen schwanken, ohne daß sich der Anzeigewert ändert. Ferner muß die Frequenzanzeige in weiten Grenzen unabhängig von der Schwingungsform der gemessenen Spannung sein. Die Schaltung nach Bild 9 ergibt für frequenzgleiche Schwingungsformen zwischen Sinusschwingung, Sägezahnschwingung, Rechteckschwingungen bis zu einem Tastverhältnis zwischen 8 : 1 · · · 1 : 1 · · · 1 : 8 und Nadelimpulsen beider Polarität sowie entsprechender Mindestimpulsfußbreite von 1/8 Periode stets die gleiche Anzeige. Da höhere Tastverhältnisse in der Praxis zumindest nicht bei solchen Wechselspannungen zu erwarten sind, deren Schwingungsform unbekannt ist, bleiben Meßfehler tatsächlich weitgehend ausgeschlossen.
Der Eingangswiderstand des Geräts liegt bei etwa 30 kΩ. Mit Rücksicht auf mögliche hohe Eingangsspannungen oder am Meßpunkt vorhandene zusätzliche hohe Gleichspannungen (Röhrenanoden!) müssen Eingangsparallelwiderstand 200 kΩ und Vorwiderstand R 6 ausreichend hoch belastbar sein, muß man den Eingangskondensator für mindestens 300 V auslegen (vorteilhafter als ein Elko ist ein Roll- oder Foliekondensator, MP-Kondensator o. ä.). R 6 und die Dimensionierung der Eingangsstufe mit T 1 und D 1 sind für die Übersteuerungsfestigkeit verantwortlich. D 1 und R 6 verhüten eine Überlastung von T 1 bei Spannungen bis 300 V~, wobei T 1 ab wenigen Zehntelvolt Eingangsspannung bereits übersteuert wird. Dies ist belanglos bzw. bei schmalen Nadelimpulsen sogar von Vorteil, da T 2, T 3 die Schwingung anschließend ohnehin zu einer konstanten Rechteckschwingung formen. Hierzu dient ein Schmitt-Trigger, an dessen Kollektor T 3 dann eine Rechteckspannung steht, deren Amplitude unabhängig von der Eingangsspannungsamplitude ist. Dem Trigger folgt die eigentliche Meßschaltung mit C 1 · · · 4 und T 4.
Die Transistoren müssen mit Rücksicht auf die obere Meß-

grenze von 100 kHz die angegebenen HF-Typen oder ähnliche Typen mit mindestens gleicher Grenzfrequenz sein. R 7 wird je nach T 1 auf eine T-1-Kollektorspannung von 2···2,5 V bemessen. Im höchsten Meßbereich kann sich ein Rückgang der Empfindlichkeit (erhöhter Eingangsspannungsbedarf) bemerkbar machen, verursacht durch die Eingangskapazität von T 1. Falls das stört, kann man diese Eingangskapazität mit einem kleinen Kondensator (Richtwert 20 pF) parallel zu R 6 kompensieren. R 8 ist ebenfalls abhängig von den Transistordaten und wird so bemessen, daß sich die höchste Eingangsempfindlichkeit ergibt, die bei sorgfältigem Abgleich sogar noch beträchtlich unter 0,1 V liegen kann.

Das Kernstück des Geräts ist die eigentliche Meßschaltung. Am Kollektor T 3 steht eine Rechteckschwingung konstanter Amplitude zur Verfügung. Ihre negative Halbwelle lädt den jeweils mit dem Meßbereichsschalter S 1a eingeschalteten Bereichskondensator C 1···4 über D 2 auf. Unter der Voraussetzung, daß die Ladezeitkonstante für C klein gegen die Periodendauer der Schwingung ist, was durch geeignete Dimensionierung leicht erreicht wird, ergibt sich die im Kondensator C gespeicherte Ladungsmenge Q mit guter Näherung zu

$$Q = C \cdot U_b \quad \text{(mit } U_b = \text{Betriebsspannung).}$$

In der darauffolgenden Halbwelle wird C über den dann geringen Trigger-Innenwiderstand (T 3) und T 4 entladen. Transistor T 4 arbeitet in Basisschaltung. Der Mittelwert seines Emitterstroms I_e ergibt sich somit zu

$$I_e = \frac{Q}{T} = Q \cdot f = C \cdot U_b \cdot f$$

und der mittlere Kollektorstrom I_c von T 4 über die Beziehung

$$I_c = \alpha \cdot I_e \quad (\alpha = \text{Stromverstärkungsfaktor in Basisschaltung})$$

zu

$$I_c = C \cdot U_b \cdot f \cdot \alpha.$$

Da der Stromverstärkungsfaktor feststeht, C ebenfalls, und

schließlich auch die Betriebsspannung mittels Zenerdiode konstantgehalten wird, ist I_c somit direkt der Frequenz f proportional. Die Gleichung zeigt weiter, daß sich eine Meßbereichsumschaltung sehr einfach durch Umschalten des Kondensators ermöglichen läßt.
Für die weitere Betrachtung sei angenommen, daß S 1b, R 1···4 und Instrument I nicht vorhanden sind. Am Kollektorwiderstand von T 4 (R 5) entsteht demzufolge eine frequenzproportionale Gleichspannung, die durch C 5 geglättet wird. Sie kann – wie punktiert angedeutet – über Ausgangsbuchsen bei U_a für anderweitige Regelzwecke abgenommen werden. In dieser Form eignet sich die Schaltung auch sehr gut als Frequenzdiskriminator für Regelzwecke, etwa für Frequenzregelschaltungen oder zum Anschluß von schreibenden Meßgeräten (Frequenzkurvenschreiber u. ä.). Da $U_a = I_c \cdot R\,5$, kann die Ausgangsspannung durch geeignete Bemessung von R 5 in gewissen Grenzen nach Bedarf festgelegt werden.
Für die unmittelbare Frequenzablesung genügt es demzufolge, U_a mittels Meßinstruments anzuzeigen. Dies geschieht, indem S 1b das Instrument I über einen je nach Meßbereich verschiedenen Vorwiderstand R 1···4 parallel zu R 5 legt. Grundsätzlich wäre die Umschaltung der Vorwiderstände nicht erforderlich, und man könnte I unmittelbar zu R 5 parallelschalten. Dann wäre die präzise Meßbereichsfestlegung jedoch – wie die Gleichungen zeigen – nur durch genaue Einhaltung der Werte für C 1···4 möglich, wobei diese Kondensatoren, um für alle Bereiche die gleiche, bereits vorhandene Instrumentskala verwenden zu können, untereinander genau im Wertverhältnis 1 : 10 stehen müßten. Es ist daher besser, für S 1 einen 2poligen Stufenschalter zu verwenden und jedem Bereich seinen eigenen Eichwiderstand R 1···4 zuzuordnen. Dann können für C 1···4 normale handelsübliche Kondensatoren eingesetzt werden, die nicht auf genauen Wert ausgesucht sein müssen. Die durch Toleranz der Kondensatoren hervorgerufenen Anzeigefehler lassen sich mit R 1···4 in beträchtlichen Grenzen korrigieren. Mit diesen Trimmreglern

wird daher für jeden Bereich einmalig der Skalenendausschlag unter Benutzung einer geeigneten Eichfrequenz abgeglichen. Die Skala verläuft dann für alle Bereiche übereinstimmend und völlig linear, so daß die vorhandene Instrumentskala unverändert beibehalten werden kann. Allerdings verändert sich durch diese Schaltungslösung in jedem Bereich der resultierende Kollektorwiderstand, der nunmehr aus der Parallelschaltung von R 5 mit dem jeweils über S 1b eingeschalteten Eichwiderstand und Instrumentwiderstand gebildet wird. U_a ist daher parallel zu R 5 nicht mehr für alle Bereiche gleich groß. Sollen beide Möglichkeiten des Geräts (Instrumentablesung und Abnahme der frequenzproportionalen Gleichspannung) zugleich ausgenutzt werden, so kann man U_a mit entsprechend geringerem Betrag parallel zu I abgreifen. Der dabei parallel zu I auftretende Abschlußwiderstand für U_a muß, damit Meßfehler vermieden werden, dann mindestens 1 MΩ betragen. Die Betriebsspannung wird mittels geeigneter Zenerdiode auf 6 bis 7 V stabilisiert, ihr genauer Wert – abhängig vom Zenerdiodenexemplar – geht in die Eichung ein. Die Speisespannung für das batteriebetriebene Gesamtgerät setzt man deshalb zweckmäßig zu 9 V fest (2 Taschenlampenbatterien BDT 4,5 V). Der für die Zenerdiode ohnehin erforderliche Vorwiderstand wurde als Einschaltkontrollampe La vorgesehen, womit ohne zusätzlichen Stromverbrauch sowohl die Bereitschaftskontrolle als auch die Kontrolle des Batteriezustands gegeben sind (unter die Zenerdiodenspannung absinkende Batteriespannung könnte unbemerkt bleibende Meßfehler ergeben!). Solange die Lampe noch erkennbar aufleuchtet, ist die volle Betriebsspannung für die Frequenzmeßschaltung vorhanden und ein exaktes Meßergebnis garantiert.

2.5. Phasenkontrollschaltungen

Die beiden folgenden Schaltbeispiele sollen dem fortgeschrittenen Amateur als Schaltungsanregung dienen, deren praktische Anwendung auf verschiedene Weise möglich ist

und seinem Ideenreichtum überlassen bleiben soll. Sie sind deshalb als Teilschaltungen dargestellt, die nach eigenen Ideen ergänzt und abgewandelt werden können. Es handelt sich in beiden Fällen um Schaltungen, die auf die Phasenlage zweier Wechselspannungen zueinander reagieren.
Für die Schaltung nach Abschnitt 2.5.1. können sich beispielsweise Anwendungen für Sortiereinrichtungen (Bauelementekontrollen in Fertigung oder Materialeingang, Toleranzkontrollen oder Auslese wertgleicher Bauteile) ergeben. Weitere Anwendungsmöglichkeiten sind denkbar für Gleichlaufprüfungen beispielsweise an Drehkos oder Tandempotentiometern, wobei der Prüfling schnell durchgedreht werden kann und ein zügiges Arbeiten ermöglicht wird.
Die Schaltung nach Abschnitt 2.5.2. kann außer für die in diesem Abschnitt genannten Anwendungsbeispiele auch für automatische Phasenkontrollschaltungen, Nachstimmschaltungen in quarzkontrollierten FM-Sendern u. ä. benutzt werden.

2.5.1. Phasenempfindliche Brückenschaltung

Die gezeigte Brückenschaltung kann beispielsweise zum Vergleich zweier Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten u. ä. auf Wertübereinstimmung benutzt werden, wobei die beiden als Indikator dienenden Anzeigelampen die Seite der Wertabweichung oder – bei gleich großen Spannungen an den Eingängen und unterschiedlicher Phasenlage – die Seite der Phasenabweichung zu unterscheiden gestatten. Bild 10 zeigt die Schaltung.
2 Widerstände Rx 1 und Rx 2 bilden zusammen mit den beiden Hälften der Wechselspannungsquelle (Trafowicklung) eine Brückenschaltung, in deren Diagonale ein Wechselspannungsverstärker (T 1, T 2) mit Anzeigestufe (T 3) liegt. Mittels Zweiweggleichrichtung (D 3, D 4) wird die Speisespannung für T 1, T 2 erzeugt. Beide Trafoteilwicklungen geben gleich große, zueinander gegenphasige Teil-

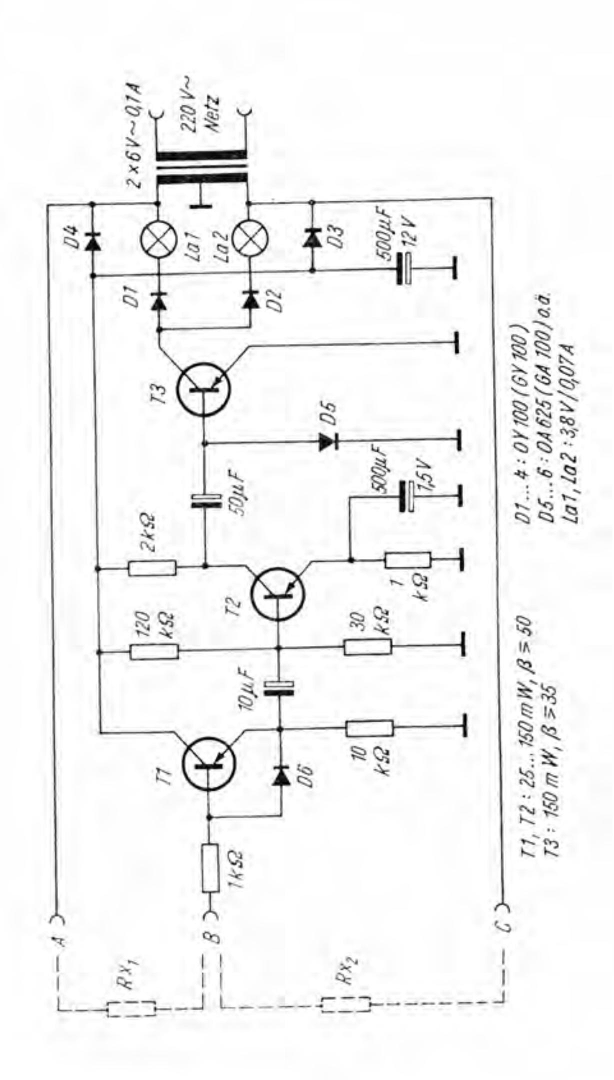


Bild 10 Phasenempfindliche Brückenschaltung

spannungen an die Eingangsklemmen A, B ab. Bei Rx 1 = Rx 2 (wobei Rx auch komplexe Widerstände sein können) ist die Spannung zwischen B und Masse und damit die Eingangsspannung für den Anzeigeverstärker = 0. Sind Rx 1 und Rx 2 ungleich, so tritt an B eine Wechselspannung auf, deren relative Phasenlage davon abhängt, welcher der beiden Widerstände Rx größer ist. Diese Wechselspannung wird verstärkt und der Anzeigestufe T 3 zugeführt. Hier kann nur eine Halbwelle der Wechselspannung wirksam werden, die andere Halbwelle wird durch D 5 kurzgeschlossen. T 3 erhält seine Kollektorspannung über die Indikatorlampen La 1, La 2 und die Dioden D 1, D 2. Da wegen dieser Dioden in jeder Halbwelle der Trafowechselspannung nur eine der Lampen funktioniert, leuchtet die Lampe auf, für deren Halbwelle der Transistor T 3 gerade durchgesteuert ist. Dies hängt aber ab von der Phasenlage der bei B anliegenden Spannung. Ist Rx 1 kleiner als Rx 2, so leuchtet La 2 auf, ist Rx 1 größer als Rx 2, dann leuchtet La 1 auf. Bei Rx 1 = Rx 2 bleiben beide Lampen dunkel. Phasenverschiebungen, die durch unterschiedliche Blindkomponenten von Rx 1, Rx 2 hervorgerufen werden, ergeben gleichzeitiges, aber unterschiedlich helles Aufleuchten beider Lampen. Aus diesem Verhalten der Anordnung lassen sich die möglichen Anwendungen ableiten.
Um auch mit größeren Werten bei Rx 1, Rx 2 (hochohmige Objekte) arbeiten zu können, muß der Eingang des Anzeigeverstärkers möglichst hochohmig sein. Deshalb ist T 1 als Impedanzwandlerstufe geschaltet. T 2 sorgt für die notwendige Spannungsverstärkung, so daß schon Spannungen von einigen 10 mV an B, also etwa 1 Prozent der Brückenspeisespannung und weniger, erkennbares Aufleuchten der Lampen ergeben. Andererseits muß bei sehr unterschiedlichen Rx-Werten mit weit größerer Eingangsspannung (maximal der vollen Brückenspeisespannung) gerechnet werden. In diesem Fall verhindern D 6 und der Basisvorwiderstand 1 kΩ vor T 1 eine Überlastung des Eingangstransistors. Die ungewohnt großen Koppelelkos – 10 bzw. 50 μF Mindestwert – sind im Hinblick auf die niedrige

Frequenz der Speisespannung erforderlich (für die der Einfachheit halber Netzspannung benutzt wird; prinzipiell auch Generatoren für höhere Frequenzen möglich, die aber die Lampenleistung aufbringen müssen!), weil hierbei noch keine merklichen Phasendrehungen entstehen dürfen. D 5 verhindert eine Aufladung des 50-μF-Elkos durch Gleichrichtungseffekte an T 3. Der Kollektorwiderstand von T 2 kann, wenn eine Empfindlichkeitsregelung notwendig erscheint, als Potentiometer (2,5 kΩ) ausgebildet werden, an dessen Schleifer der 50-μF-Elko anzuschließen ist. Die beiden sekundären Teilwicklungen des Trafos müssen exakt gleich große Spannungen abgeben. Da das bei nicht speziell für diesen Zweck bestimmten Netztrafos selten der Fall ist, wird man entweder einen Netztrafo wickeln und dabei beide Teilwicklungen bifilar aufbringen müssen, oder man verzichtet auf die Mittelanzapfung und verwendet zur Symmetrierung einen zwischen A und C geschalteten niederohmigen Drahtwiderstand mit an Masse gelegter Abgleichschelle (etwa 10 Ω, 15 W), die dann so eingestellt wird, daß bei Rx 1 = Rx 2 beide Lampen erlöschen.

2.5.2. Frequenzunabhängiger Phasendiskriminator

Einen im Frequenzbereich zwischen etwa 1 kHz (bei etwas abgeänderten Kondensatorwerten bis etwa 100 Hz) und größenordnungsmäßig 10 MHz (je nach Transistorgrenzfrequenzen, die wesentlich höher als die höchste Meßfrequenz sein müssen!) frequenzunabhängigen Phasendiskriminator zeigt Bild 11. Diese Schaltung kann z. B. für direktanzeigende Phasendifferenzmesser, zur Direktablesung von Phasenverschiebungen (etwa in der Stereotechnik) und möglicherweise auch beim Funkamateur in der SSB-Technik von Interesse sein. Die Schaltung (nach [3]) gibt eine Ausgangsgleichspannung U_a ab, die proportional dem Phasenwinkel der beiden Eingangsspannungen E 1 und E 2 ist. T 1 und T 2 bilden einen Differenzverstärker für das an E 1 liegende Signal, das demzufolge mit einer Phasenlage von 0° bzw. 180° an den Kollektoren von T 1, T 2 erscheint. Das

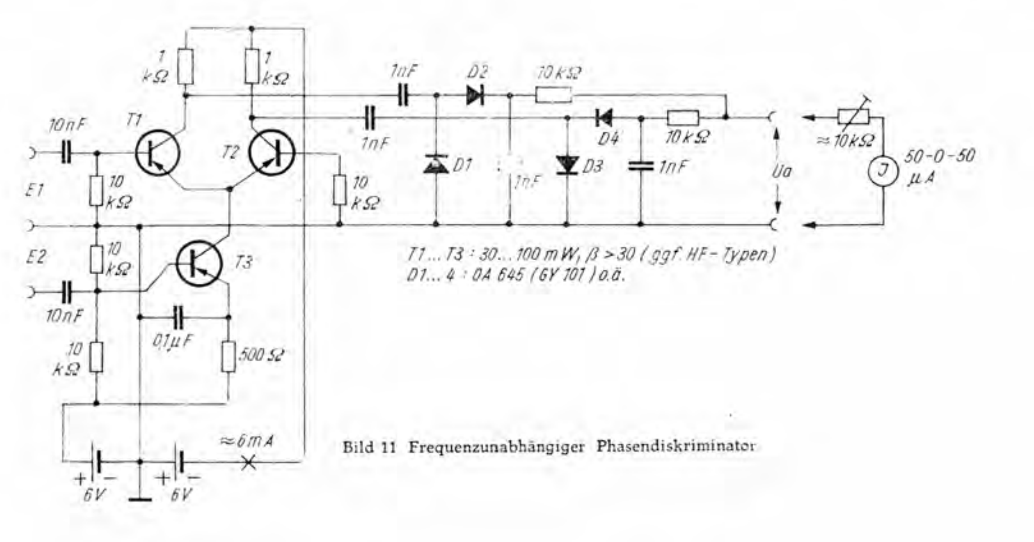


Bild 11 Frequenzunabhängiger Phasendiskriminator

dem Eingang E 2 zugeführte Signal wird dagegen über T 3 auf beide Transistoren T 1 und T 2 gleichtaktig übertragen und erscheint somit gleichphasig an deren Kollektoren. Bei 90° Phasendifferenz der Eingangsspannungen haben die Summenvektoren an den Ausgängen des Differenzverstärkers den gleichen Betrag. Die Gleichrichtung mit D 1, D 2 bzw. D 3, D 4 ergibt 2 Spannungen entgegengesetzter Polarität, deren Summe = 0 ist. Jede andere Phasenlage ergibt bei U_a eine von 0 verschiedene Spannung. Voraussetzung für eine Auswertung des Ausgangssignals sind gleiche Signalpegel bei E 1 und E 2. Falls erforderlich, müssen diesen Eingängen Begrenzer vorgeschaltet werden, d. h. wenn mit schwankenden oder unterschiedlichen Eingangsamplituden zu rechnen ist. Mit je 1 V Signalamplitude an den Kollektoren von T 1 und T 2 ergeben sich für 45° Phasendifferenz etwa 0,8 V Ausgangsspannung. Ein in der angedeuteten Weise angeschlossenes 50-0-50-μA-Instrument mit Nullpunkt in Skalenmitte gestattet ein direktes Ablesen des Phasenwinkels. Sinngemäß kann U_a für Regelzwecke benutzt werden.

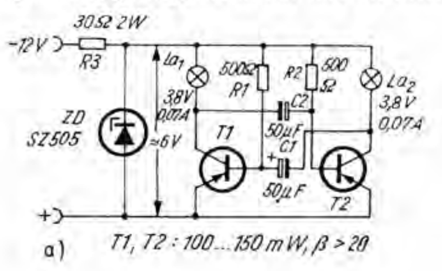
Die für die Kondensatoren angegebene Dimensionierung gilt für Frequenzen in der Größenordnung einiger 10 Kilohertz. Für Anwendungen im NF-Bereich kann man alle Kondensatoren auf etwa den 10fachen Wert vergrößern, für Anwendungen oberhalb etwa 100 kHz empfiehlt sich Verkleinerung aller Kondensatoren auf etwa $^1/_{10}$ des angegebenen Wertes, außerdem müssen dann Transistortypen benutzt werden, die bei den vorgesehenen Frequenzen noch keine zusätzlichen Phasenfehler einbringen. Der schaltungstechnische Vorteil, daß alle Ein- und Ausgangssignale 1polig an Masse liegen, zwingt zur Verwendung von 2 Spannungsquellen. Die richtigen Arbeitspunkte der Transistoren stellen sich automatisch ein.

2.6. Fotoelektrischer Meßgleichspannungswandler

Häufig besteht die Aufgabe, eine geringe Gleichspannung zum Zwecke der Verstärkung in eine proportionale Wech-

selspannung umzuwandeln. Dafür sind elektronische Meßgleichspannungswandler bekannt geworden, bei denen eine Kombination von Dioden oder Transistoren als Schalter („elektronische Zerhacker") wirkt. Diese Meßgleichspannungswandler werden auch als Chopper bezeichnet. Sie haben meist einen bei der Ausführung kritischen Punkt: Es ist nicht einfach, die steuernde Wechselspannung, die über die als Schalter wirkenden Dioden oder Transistoren unmittelbar mit dem Meßstromkreis verkoppelt ist, vom Ausgang des Choppers wirklich restlos fernzuhalten. Auch bei fehlender Eingangsspannung tritt dann am Chopperausgang trotz bester Symmetrierung ein geringes, häufig aber noch störendes Signal auf. Restlos vermieden werden kann dies mit den bekannten Choppern (ein Beispiel dafür ist in [1] zu finden) nicht.

Eine praktisch restlose Trennung von Meßkreis und Steuerspannung gelingt, wenn auf ihre elektrische Kopplung ver-



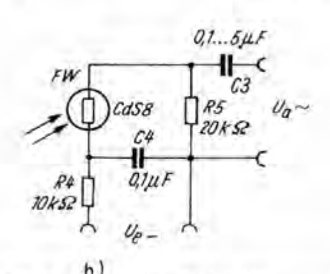


Bild 12 Fotoelektrischer Meßgleichspannungswandler – Steuerteil mit Flimmerlichtgenerator (a) und Meßspannungsteil (b)
(Diode ZD ist versehentlich falsch gepolt gezeichnet!)

zichtet wird und das koppelnde Organ ein Lichtstrahl ist. Bild 12 zeigt diesen auf fotoelektrischer Basis arbeitenden Chopper, der sich gegenüber den bisher bekannten auf Halbleiterbasis arbeitenden Choppern außerdem durch geringen Aufwand an Bauelementen auszeichnet. Bild 12a zeigt zunächst den Steuerteil. Er stellt einen als astabilen Multivibrator arbeitenden Flimmerlichtgenerator [1] dar. Mit der angegebenen Dimensionierung ergibt sich eine Frequenz von etwa 30 Hz. Im Rhythmus dieser Frequenz pendelt die Helligkeit der Flimmerlampen La 1 und La 2 zwischen etwa der normalen Helligkeit und 10 Prozent dieses Wertes, bedingt durch die überhöhte Betriebsspannung und die thermische Trägheit der Lampen. Eine der Lampen beleuchtet den Fotowiderstand FW im Meßteil (Bild 12b), für den Typ CdS 6 oder CdS 8 vom VEB Zeiss Jena gut geeignet ist. Die andere Flimmerlampe kann als Einschaltkontrolle dienen und zeigt wegen der hohen Flimmerfrequenz scheinbares Dauerlicht.

Im Meßteil bilden FW und R 5 für die bei U_{e-} anzulegende Meßgleichspannung einen Spannungsteiler mit FW als veränderlichem Widerstand. Der Widerstandswert des von einer der Flimmerlampen La 1 oder La 2 beleuchteten Fotowiderstands ändert sich periodisch, so daß die bei U_{e-} angelegte Gleichspannung mit der Frequenz des Flimmerlichtgenerators moduliert am Ausgang $U_a\sim$ erscheint. Bei fehlender Eingangsgleichspannung kann am Ausgang kein Störsignal auftreten, da der Fotowiderstand ein passives, keine eigene Spannung erzeugendes Bauelement ist. Je nach dem Mittelwert der Beleuchtungsstärke von FW – der von der Anordnung der Flimmerlichtlampe und des Fotowiderstands zueinander abhängt – kann R 5 im Wert bedarfsweise in weiten Grenzen geändert oder sogar durch den Eingangswiderstand des nachfolgenden Wechselspannungsverstärkers selbst gebildet werden. C 3 – dessen Wert sich nach der Eingangsimpedanz des Verstärkers richtet – kann in diesem Fall entfallen. R 4 und C 4 bilden ein Tiefpaßglied, das das Eindringen von Störspannungen über den Meßspannungseingang U_{e-} verhindern soll.

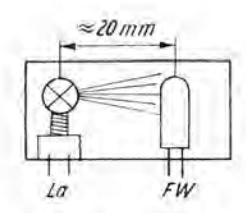


Bild 13
Anordnung von Flimmerlichtlampe und Fotowiderstand für den fotoelektrischen Meßgleichspannungswandler

Bild 13 zeigt die räumliche Anordnung der Flimmerlampe La und des Fotowiderstands FW zueinander. Der günstigste Abstand beider – zur Verhütung von Nebenlicht in einem kleinen lichtdichten Gehäuse eingesetzten – Bauteile kann je nach den Erfordernissen erprobt und damit in beträchtlichen Grenzen sogar eine Anpassung des Chopperausgangs $U_a\sim$ an den nachfolgenden Verstärkereingang vorgenommen werden. Da auch der Mittelwert der Beleuchtungsstärke in den Signalpegel eingeht, ist die Betriebsspannung des Flimmerlichtgenerators mittels Zenerdiode ZD stabilisiert. Der bei $U_a\sim$ angeschlossene Wechselspannungsverstärker erhält somit eine 30-Hz-Wechselspannung, deren Amplitude der bei U_{e-} angelegten Gleichspannung direkt proportional ist. Da Steuergenerator und Meßteil elektrisch vollständig getrennt sind, kann die Steuerspannung nicht in die Meßschaltung eindringen.
Eine elektrisch und wirkungsgradmäßig sehr günstige Lösung ergibt sich, wenn an Stelle der einfachen Schaltung Bild 12 b eine Variante mit 2 Fotowiderständen gewählt wird. Der Flimmerlichtgenerator weist ohnehin 2 im Gegentakt arbeitende Lampen La 1 und La 2 auf. Ordnet man nun jeder dieser Lampen einen Fotowiderstand in getrennten Gehäusen nach Bild 13 zu, so werden beide Fotowiderstände im Gegentakt gesteuert. Damit wird eine Chopperschaltung nach Bild 14 möglich, bei a für nachfolgenden Transistorverstärker, bei b für Röhrenverstärker gezeigt. Angenommen, FW 1 sei beleuchtet, FW 2 dunkel, dann ist die Gleichspannungsquelle U_{e-} direkt zum Verstärkereingang durchgeschaltet, und nur dessen – ggf. sehr hoher – Eingangswiderstand wird als Belastung für die Gleichspannungsquelle wirksam. In der anderen Halbwelle

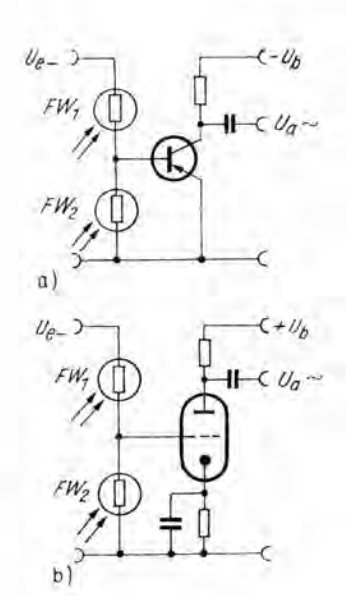


Bild 14
Prinzipschaltung des fotoelektrischen Meßgleichspannungswandlers mit 2 Fotowiderständen für Transistor (a) und für Röhre (b)

der Steuerspannung ist FW 1 dunkel, FW 2 durchgesteuert und die Gleichspannung damit vom Verstärkereingang praktisch abgetrennt, zumal der jetzt geringe Widerstand von FW 2 etwaige noch über FW 1 eindringende Spannungsreste kurzschließt. Bei der Schaltung Bild 14 a kann die als Prinzipskizze dargestellte direkte Ankopplung des Transistors allerdings einen Nachteil haben. Wenn die Gleichspannungsquelle hochohmig ist, liegt die Basis einmal über diese an Masse, in der anderen Halbwelle jedoch über den geringeren Widerstand des beleuchteten FW 2. Die dadurch entstehende Änderung des Kollektorreststroms kann am Kollektor auch bei fehlender Gleichspannung am Eingang ein merkliches Störsignal erzeugen. Ist die Gleichspannungsquelle niederohmig, so liegt die Basis des Transistors entweder über FW 2 oder über den – näherungsweise gleichen Widerstand aufweisenden – Zweig FW 1 und die Gleichspannungsquelle an Masse. In diesem Fall tritt nur ein geringes Störsignal (Größenordnung μV) auf.

Jedoch läßt sich dieser Nachteil durch Ankopplung des Transistors über einen Basiskondensator – wobei der Transistor in gewohnter Weise eine Basisvorspannung bekommen muß – leicht beheben. Um die Gleichspannungsquelle möglichst wenig zu belasten, wird man eventuell die erste Transistorstufe als Kollektorstufe schalten und auf diese Weise den Eingangswiderstand des Verstärkers erhöhen. – Bedeutend günstiger liegen die Verhältnisse bei der Röhrenschaltung (Bild 14 b). Da der Dunkelwiderstand des FW bei geeigneter Wahl des Lampenabstands auf 10 MΩ und mehr gebracht werden kann, lassen sich mit der Schaltung Bild 14 b sehr hochohmige, die Gleichspannungsquelle nur wenig belastende Chopper schaffen. Ein Störsignal bei fehlender Gleichspannung, wie es bei der Transistorschaltung Bild 14 a beschrieben wurde, kann bei der Röhre praktisch nicht vorkommen, da deren Steuergitter das Potential 0 erhält und Gitterstrom während der kurzen Sperrmomente von FW 2 nicht auftritt. Etwa dabei auftretende Gitterladungen werden bei beleuchtetem FW 2 sofort wieder beseitigt, bevor sie noch das Gitterpotential merklich ändern können. Die Variante nach Bild 14 b eignet sich daher gut zur Wechselrichtung extrem kleiner Gleichspannungen an sehr hohen Quellwiderständen – also gerade für die Fälle, bei denen die bisher bekannten auf Halbleiterbasis arbeitenden Chopper nicht mehr einsatzfähig sind. Die Meßspannungsquelle U_{e-} wird hierbei praktisch nur noch mit dem sehr hoch zu treibenden Dunkelwiderstand von FW 2 belastet. Bei vergrößertem Lampenabstand (bis etwa 100 mm lassen sich praktisch erreichen) können mit diesem Chopper noch Gleichspannungen von wenigen Mikrovolt bei einem Eingangswiderstand von mehr als 10 MΩ verarbeitet werden.

3. Schwingungserzeuger und Zeitgeber

3.1. Der Transistor-Schmitt-Trigger als Schwingungserzeuger für Rechteck- und Sägezahnschwingungen

Bestimmungszweck: Schwingungserzeuger für Meß- und Prüfzwecke sowie für elektronische Klangerzeugung
Betriebsspannung: 6 ··· 9 V
Stromaufnahme: 1 ··· 2 mA
Halbleiterzahl: 2 Transistoren
Besonderheiten: wenig bekannte Anwendungsmöglichkeit der Schmitt-Trigger-Schaltung

Eine interessante Anwendung des Schmitt-Trigger-Prinzips, das dem Amateur gewöhnlich nur als Schwellwertschalter [1] und gelegentlich als Impulsformer begegnet, zeigt Bild 15 im Prinzip (nach [4]). Wie die Schaltung erkennen läßt, ist der Schmitt-Trigger ohne zusätzliche Transistorstufen als Schwingungserzeuger brauchbar. Man macht sich dabei die Tatsache zunutze, daß der Eingangswiderstand des Triggers in seinen beiden Schaltzuständen verschieden groß ist. Dem Eingang des Triggers wird ein Kondensator C 1 parallelgeschaltet. Beim Anlegen der Betriebsspannung ist C 1 zunächst entladen, die Basis von T 1 somit auf Massepotential und T 1 gesperrt. Über den 300-kΩ-Basiswiderstand

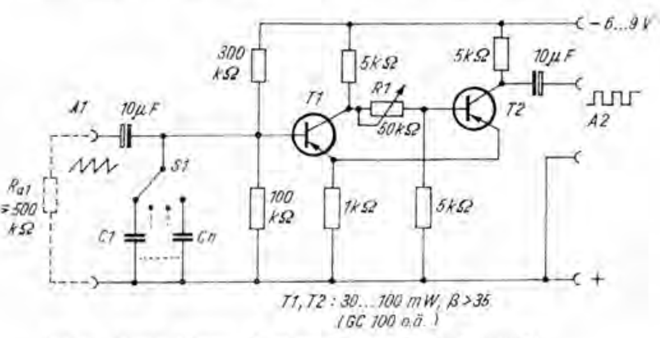


Bild 15 Schmitt-Trigger als Sägezahn- und Rechteckgenerator

wird C 1 nun allmählich aufgeladen, wobei der Spannungsanstieg im hier interessierenden Anfangsbereich nahezu linear verläuft. Sobald die Schwellspannung des Triggers erreicht ist, beginnt T 1 Basisstrom aufzunehmen, was in der bereits an anderer Stelle [1] beschriebenen Weise zum schlagartigen Umschalten des Triggers führt. Nunmehr ist T 1 leitend, T 2 gesperrt. C 1 wird jedoch – da Basisspannungsteiler sehr hochohmig dimensioniert – durch den jetzt bestehenden zusätzlichen Basisstrombedarf des Transistors T 1 wieder entladen, bis das Potential an der Basis T 1 die Triggerschwellspannung erneut unterschreitet. Sobald das geschieht, schaltet der Trigger wieder in den Anfangszustand um, T 1 sperrt, und wegen seines jetzt fortfallenden Basisstroms beginnt das Potential an C 1 von neuem zu steigen usw. Der Trigger pendelt dauernd zwischen seinen beiden Schaltzuständen – er schwingt selbständig, wobei die Frequenz im wesentlichen durch C 1 und die Werte des Basisspannungsteilers (die allerdings nicht frei wählbar sind) bestimmt wird. Durch Umschalten von C 1 – wie angedeutet mit dem Stufenschalter S 1 – kann man daher die Frequenz ändern. R 1 erlaubt eine Veränderung der Triggerhysterese und damit sowohl eine Frequenzfeinregelung als auch eine Änderung des Tastverhältnisses der am Kollektor T 2 vorhandenen, bei A 2 abnehmbaren Rechteckspannung (mit den angegebenen Werten etwa zwischen den Tastverhältnisgrenzen 2:1···1:1···1:2) und des Verhältnisses der Flankensteilheit von Vorder- und Rückflanke der am Kondensator C 1···C n entstehenden, bei A 1 abnehmbaren Sägezahnspannung. Für die genannte Dimensionierung ergeben sich mit C 1···C n = 5 µF···1 nF die Frequenzen 30 Hz···20 kHz. Den Sägezahnausgang A 1 darf man allerdings nicht stark belasten, damit der Ladevorgang des Kondensators nicht beeinflußt wird. Der Abschlußwiderstand R_a 1 muß deshalb mindestens 500 kΩ betragen. Die Sägezahnamplitude entspricht der Differenz der Triggerschwellwerte und wird im allgemeinen kleiner als 1 V sein, so daß man bei A 1 gegebenenfalls einen Verstärker mit hochohmigem Eingang nachsetzen muß.

An dieser Stelle noch eine Bemerkung für den Praktiker: Beim Nachbau von Schaltungen mit Triggern (für den Röhren-Schmitt-Trigger gilt prinzipiell ähnliches!) bemerkt der Amateur gelegentlich, daß seine Triggerschaltung – insbesondere bei Einstellung auf geringe Eingangsspannung, also mit Vorspannung in Nähe des Schwellwerts – instabil wird und zu wilden Schwingungen neigt. Ursache ist dabei fast immer die Verdrahtungskapazität (oder Kollektorkapazität der vorhergehenden Transistorstufe!) am Eingang des Triggers, die dann die Rolle des Kondensators C 1 (Bild 15) übernimmt! Abhilfe schafft man durch geringstmögliche Verdrahtungs- und sonstige Kapazitäten gegen Masse am Triggereingang, in kritischen Fällen außerdem durch Vorschalten eines Widerstands von wenigen Kiloohm direkt vor den Triggereingang, der diesen gegen die störende Kapazität entkoppelt. Beispiel zeigt Bild 9 – 5-kΩ-Widerstand vor der Basis von T 2! Eine solche Maßnahme kann im Falle eines instabilen Triggers auch nachträglich vom Amateur in Schaltungen getroffen werden, in denen sie nicht ausdrücklich vorgeschrieben ist. Man wählt dann diesen Vorwiderstand nicht größer, als für hinreichend stabiles Arbeiten notwendig, da er sich sonst – je nach Anwendungsfall und Zweck des Triggers – störend auf dessen Funktion auswirken, die Ansprechgeschwindigkeit merklich verringern und sogar das Ansprechen verhindern kann.

3.2. Komplementärrechteckgenerator mit großem Tastverhältnis

Bestimmungszweck: Erzeugung von Rechteckimpulsen mit guter Flankensteilheit und großem Impuls/Pausen-Verhältnis, insbesondere als Taktgeber und für Prüf- und Meßzwecke
Betriebsspannung: 9 V
Stromaufnahme: nur während Impulsdauer, ≈ 20 mA im Mittel
Halbleiterzahl: 1 Transistor pnp, 1 Transistor npn
Besonderheiten: Komplementärmultivibrator – geringer Aufwand

Multivibratoren mit 2 pnp-Transistoren müssen, wenn man ein großes Tastverhältnis der Rechteckschwingung erreichen will, unsymmetrisch ausgelegt werden. Außerdem haf-

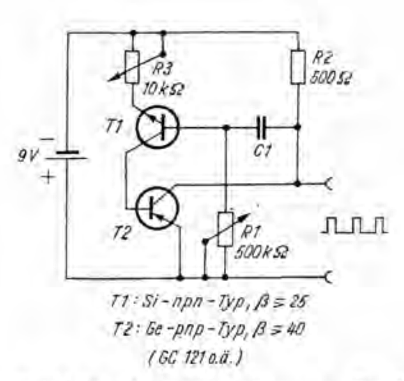


Bild 16 Komplementärrechteckgenerator. Die Schaltung zeichnet sich durch großes Tastverhältnis und gute Flankensteilheit aus

tet ihnen der grundsätzliche und nur durch zusätzlichen Schaltungsaufwand abzustellende Nachteil an, daß die Impulsvorderflanke stets verschliffen ist. Abschnitt 6.1.1. in [1] erläutert dies näher. Durch Verwendung zweier komplementärer Transistoren läßt sich diesbezüglich eine Verbesserung erreichen. Bild 16 zeigt die Schaltung eines Komplementärmultivibrators, der einen Ausgangsimpuls sehr guter Flankensteilheit liefert (insbesondere wenn je nach Impulsfrequenz HF-Transistoren benutzt werden) und sich ohne Dimensionierungsschwierigkeiten für sehr große Tastverhältnisse (1:100 und mehr) auslegen läßt. Das Prinzip dieser Schaltung (bereits in den Abschnitten 1.2. und 1.3. angewendet) erscheint in etwas abgewandelter Form wieder. Eine Funktionserläuterung erübrigt sich deshalb an dieser Stelle.

Mit R 1 kann die Impulsfrequenz in weiten Grenzen geregelt werden. Grob festgelegt wird sie durch C 1. Beispielsweise läßt sich mit der angegebenen Dimensionierung und C 1 = 1 nF der Frequenzbereich von etwa 2 bis 20 kHz überstreichen, mit C 1 = 5 μF kommt man in die Größenordnung von 1 Hz (Taktgeberanwendungen). Die Impulsdauer kann man unabhängig von der Pausendauer mit R 3 regeln. Dieser Widerstand darf allerdings nicht ganz 0 wer-

den, sonst überschreitet man die maximal zulässigen Emitterstromstärken für T 1 und T 2. Auch dieser Komplementärmultivibrator hat den Vorteil, während der überwiegenden Zeit einer Periode lediglich den geringen über R 1 fließenden Basisstrom für T 1 sowie den Kollektorreststrom von T 2 aufzunehmen. Dieser Kollektorreststrom kann im übrigen durch Parallelschalten eines Widerstands von einigen Kiloohm zur Basis-Emitter-Strecke von T 2 auf 10 μA und weniger reduziert werden. Wegen der geringen Anzahl an Bauelementen eignet sich diese Schaltung insbesondere auch für Miniaturbausteine, ferner für Impuls- und Taktgeber, bei denen neben guter Flankensteilheit ein möglichst geringer Energiebedarf gefordert wird.

3.3. Komplementärsägezahngenerator

Bestimmungszweck: Erzeugung von Sägezahnschwingungen, insbesondere für Prüf- und Meßzwecke (oszillografische Linearitätsprüfungen an Verstärkern) und für die elektronische Klangerzeugung
Betriebsspannung: 9 ··· 12 V
Stromaufnahme: im Mittel 0,5 mA
Halbleiterzahl: 1 Transistor pnp, 1 Transistor npn
Besonderheiten: Sägezahnschwingung guter Linearität, in Frequenz und Amplitude regelbar – geringer Aufwand, gute Frequenzstabilität – leicht durch fremde Spannungen synchronisierbar – Abnahmemöglichkeit von synchronen Nadelimpulsen z. B. zur Synchronisierung weiterer Sägezahngeneratoren

Durch Kombination eines pnp-Transistors mit einem npn-Transistor in einer Schaltung nach Bild 17 lassen sich auf einfache Weise Sägezahnschwingungen erzeugen. Die Transistorkombination verhält sich etwa wie eine Gasentladungsröhre in der bekannten Glimmlampenkippschaltung und ermöglicht daher Schaltungsanwendungen ähnlich dieser oder der für spezielle Zwecke bekannt gewordenen Vierschichtdiode (Vierschichtdioden werden in der DDR zur Zeit nicht gefertigt).
Zur Erläuterung der Schaltungsfunktion wird angenommen, daß Kondensator C zunächst entladen sei. Der Emitter T 1 liegt somit auf Pluspotential, während die Basis T 1 eine mit dem Spannungsteiler 10 kΩ und P 2 festgelegte negative Vorspannung erhält. Damit ist T 1 gesperrt, und T 2

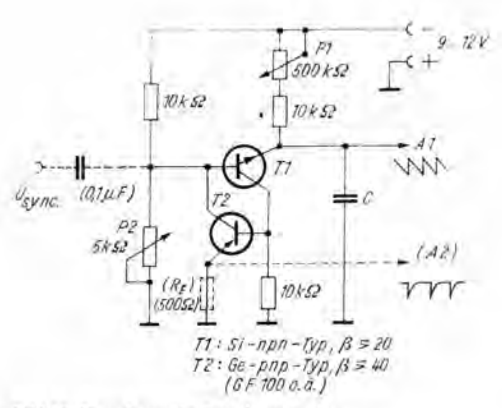


Bild 17 Komplementärsägezahngenerator

bekommt keinen Basisstrom, sperrt also ebenfalls. Über P 1 wird nun C allmählich aufgeladen. Dieser Spannungsanstieg (wie die Kurvendarstellung am Ausgang A 1 zeigt, nach negativem Potential) erfolgt in bekannter Weise und kann zu Beginn als annähernd linear angesehen werden. Sobald die Spannung an C und am Emitter T 1 den Wert der (mit P 2 eingestellten) Basisspannung für T 1 erreicht bzw. wenig überschreitet, wird die Emitterstrecke dieses npn-Transistors leitend. Der Kollektorstrom von T 1 stellt den Basisstrom für T 2 dar, öffnet diesen Transistor, womit die Kollektor-Emitter-Strecke von T 2 parallel zu P 2 liegt. Dies bewirkt eine Verringerung der Basisspannung für T 1, so daß der npn-Transistor sofort völlig öffnet und seinerseits T 2 voll durchsteuert. P 2 wird damit nahezu kurzgeschlossen, und beide Transistoren sind im leitenden Zustand. Über sie wird der Kondensator C sehr schnell entladen. Sobald der Entladestrom so weit abgeklungen ist, daß er zur Durchsteuerung von T 2 nicht mehr ganz ausreicht, beginnt T 2 wieder zu schließen, wodurch sich das Potential an der Basis T 1 erhöht. Dies bewirkt – da der Emitter T 1 wegen des entladenen Kondensators nahezu Massepotential hat – ein Sperren von T 1 und T 2, d. h., der Entladevorgang wird ebenso plötzlich unterbrochen,

wie er begann. Danach beginnt die nächste Schwingungsperiode mit erneutem Aufladen von C über P 1. An C stellt sich daher ein sägezahnförmiger Spannungsverlauf mit einem durch die Zeitkonstante des Aufladekreises (P 1, C) bedingten langsamen Spannungsanstieg und einer steilen Rückflanke ein, deren Zeitdauer im wesentlichen von C und dem relativ geringen Widerstand der durchgesteuerten Transistoren bestimmt wird. Sorgt man durch geeignete Einstellung von P 2 dafür, daß sich der Kondensator nur bis zu einem Bruchteil der Betriebsspannung auflädt, so ergibt sich ein praktisch linearer Sägezahn, dessen Frequenz von P 1 und C bestimmt wird. Der in Serie mit P 1 liegende 10-kΩ-Widerstand stellt lediglich eine Einstellbegrenzung für P 1 dar, damit man den maximal zulässigen Kollektorstrom der Transistoren nicht überschreitet. Wenn für T 1 ein Siliziumtransistor benutzt wird, ist bei gesperrtem T 1 praktisch kein Kollektorreststrom vorhanden, und P 1 kann daher sehr hochohmig gewählt werden. Dies ermöglicht für eine gegebene Frequenz die Wahl eines kleinen C-Wertes, womit sich für die Entladedauer des Kondensators eine sehr geringe Zeit und damit eine steile Sägezahnflanke ergibt. P 1 dient zum Einstellen der Frequenz in beträchtlichen Grenzen (1:10 und mehr). Mit C wird der Frequenzbereich grob festgelegt. Bei der genannten Dimensionierung ergibt sich mit C = 10 nF im Mittel eine Frequenz um etwa 5 kHz. Sind T 1 und T 2 HF-Transistoren, so lassen sich leicht Frequenzen von 100 kHz und mehr erzielen. Andererseits kann man durch Vergrößern von C und eventuell von P 1 eine Ladedauer von einigen Sekunden erreichen, wobei C jedoch unter 1 μF bleiben soll (sonst Überlastung der Transistoren durch zu starken Entladestromstoß!). Für sehr lange Aufladezeiten wählt man C bis zu 10 μF und mehr, wenn der Entladestromstoß durch einen kleinen Emitterwiderstand R_E (in Bild 17 punktiert angegeben) begrenzt wird. R_E kann, wenn er nur diese Schutzfunktion hat, vorteilhaft auch mit dem Emitter T 1 in Serie gelegt werden. Wird er, wie angegeben, am Emitter T 2 angeschlossen, so lassen sich dort (Ausgang A 2, punktiert an-

gedeutet) im Rücklaufmoment kurze Nadelimpulse abnehmen, die zur Synchronisation weiterer Sägezahngeneratoren (Anwendungsfall: elektronische Klangerzeugung, Subharmonischengeneratoren) oder anderer Geräte benutzt werden können. R_E verlängert jedoch die Entladedauer von C und verschlechtert demzufolge die Flankensteilheit der Sägezahnrückflanke.

Der Basis-Emitter-Parallelwiderstand bei T 2 ist im Prinzip nicht erforderlich. Er bewirkt jedoch – wenn T 1 ein Germaniumtransistor – eine Verringerung seines Kollektorreststroms. Da T 2 während der Aufladephase parallel zu P 2 liegt, könnte sein temperaturabhängiger Reststrom die Vorspannung der Basis von T 1 und damit Frequenz und Amplitude der Sägezahnschwingung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur beeinflussen. Dieser Einfluß wird durch den Basiswiderstand von T 2 auf ein kaum noch störendes Maß reduziert.

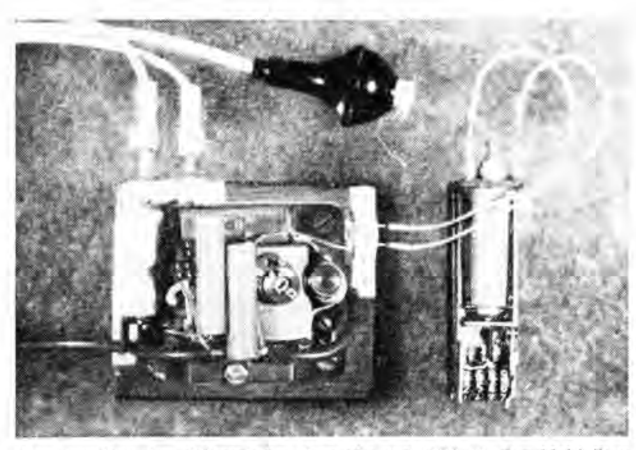
Die Amplitude der bei A 1 abnehmbaren Sägezahnschwingung hängt ab von der mit P 2 eingestellten Vorspannung und kann näherungsweise etwa der an P 2 stehenden Vorspannung gleichgesetzt werden. Beim Versuchsmuster erlaubte P 2 die Amplitudeneinstellung der Ausgangsspannung an A 1 zwischen 0,1 · · · 3 V (Spitze-Spitze-Spannung). Da die Aufladezeitkonstante durch P 1 und C fest vorgegeben ist, bedeutet eine Verringerung von P 2 eine Verkürzung der Aufladedauer bis zum Entlademoment – dies entspricht einer Erhöhung der Frequenz. Verringerung von P 2 ergibt daher neben verminderter Sägezahnamplitude erhöhte Frequenz, so daß P 2 nicht betriebsmäßig zur Amplitudenregelung verwendet werden kann. Dieser Regler dient lediglich zum einmaligen Einstellen der Amplitude je nach Anwendungsfall. Da die beste Linearität des Sägezahns zu Beginn der Aufladung gegeben ist, wird man für hohe Linearitätsforderungen P 2 auf einen niedrigen Wert (entsprechend geringer Ausgangsamplitude) einstellen. Wird hohe Ausgangsamplitude oder sehr niedrige Frequenz ohne allzu große Anforderung an die Linearität des Sägezahns benötigt, so bekommt P 2 einen höheren Wert.

Der Generator kann an der Basis von T 1 sehr leicht und je nach zugeführter Synchronspannung U_{sync} in einem relativ weiten Frequenzbereich synchronisiert werden, wie in Bild 17 punktiert angedeutet ist. Die Synchronisation kann vorteilhaft mit kurzen Impulsen positiver Polarität, aber auch mit einer Sinusspannung erfolgen.
Ausgang A 1 muß wie bei allen ähnlichen „Kipp"-Schaltungen sehr hochohmig abgeschlossen bzw. darf nicht merklich belastet werden, weil eine Belastung als Nebenschluß zu C wirksam wird und je nach ihrer Größe den Aufladevorgang beeinträchtigt. Falls man diesem Ausgang weitere Transistorstufen nachsetzen will, so muß bei A 1 zunächst eine Impedanzwandlerstufe (Kollektorstufe, ggf. in Darlington-Schaltung o. ä.) nachgesetzt werden.
Da sich mit diesem Generator bei geringem Aufwand eine sehr gute Impulsform erreichen läßt, eignet er sich u. a. auch für oszillografische und Meßzwecke, ferner wegen seines geringen Aufwands für mehrstimmige elektronische Musikinstrumente und zur Mixturklangerzeugung.

3.4. Einfache elektronische Stoppuhr

Bestimmungszweck: Zeitmessungen und Geschwindigkeitsmessungen
Betriebsspannung: Netz 220 V~ 50 Hz
Netzleistungsaufnahme: ≈ 2 W max.
Halbleiterzahl: 2 Transistoren, 5 Dioden (bzw. 1 Diode, 1 Selen-Brückengleichrichter)
Besonderheiten: Verwendung der Netzfrequenz als Zeitnormal – Handhabung ähnlich mechanischer Stoppuhr; durch Ergänzung mit 1 oder 2 Lichtschranken für vollautomatische Zeitnahme- und Geschwindigkeitsmeßeinrichtungen verwendbar – Genauigkeit entsprechend Netzfrequenz ± 0,1 s zusätzlichem Fehler

Hauptproblem bei vollelektronischen Zeitmeßgeräten für den Amateur ist stets das geeignete „Frequenznormal". Der kommerziell dafür übliche Weg – Verwendung eines Schwingquarzes – scheidet für den Amateur gewöhnlich aus Preisgründen aus, zumal dann eine Anzahl Frequenzteilerstufen notwendig werden.
Genügt eine Meßgenauigkeit von etwa 1 Prozent und ist nur die Messung mittlerer Zeiten (einiger Sekunden bis Minuten) beabsichtigt, so bietet sich die Möglichkeit, die



Versuchsaufbau der elektronischen Stoppuhr nach Bild 18. Der Multivibrator wurde direkt auf dem zur Speisung benutzten Klingeltransformator aufgebaut. Die Taste für Handauslösung (darüber sichtbar) wird über Steckverbindung angeschlossen. Rechts ist das zur Anzeige benutzte Postgesprächszählwerk (Haube abgenommen) sichtbar

Netzfrequenz 50 Hz als Zeitnormal zu verwenden. Ihre Abweichung von den vorgeschriebenen 50 Hz überschreitet gewöhnlich nicht den Betrag von ± 0,5 Hz. Ist im Ausnahmefall eine größere Genauigkeit wünschenswert, so kann man den Augenblickswert der Netzfrequenz mittels üblichem Zungenfrequenzmesser bestimmen und das mit der netzsynchronisierten Stoppuhr erhaltene Ergebnis rechnerisch entsprechend korrigieren. Sofern ein genau geeichter Zungenfrequenzmesser benutzt wird und die Netzfrequenz während der Meßdauer konstantbleibt, läßt sich die Meßgenauigkeit bis etwa 0,1 Prozent steigern.

Unter der Voraussetzung, daß eine Zeitanzeige in $^1/_{10}$ s ausreichend ist, ergibt sich für eine solche Stoppuhr eine sehr einfache Lösung. Man benutzt einen normalen, auf 10 Hz schwingenden Multivibrator, der mit der Netzfrequenz synchronisiert wird. Jeder Impuls des Multivibrators entspricht dann einer Zehntelsekunde. Die Impulse werden mit einem einfachen mechanischen Zählwerk (Postgesprächs-

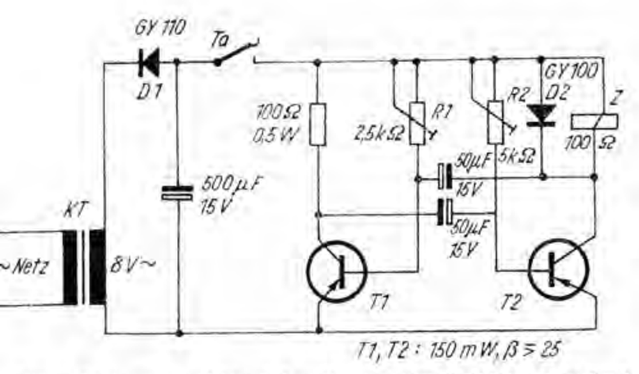


Bild 18 Schaltung der elektronischen Stoppuhr. Der Multivibrator ist durch absichtlich ungenügende Betriebsspannungssiebung auf die Netzfrequenz synchronisiert

zähler) gezählt, so daß die Ablesung unmittelbar die Zeitdauer in Zehntelsekunden ergibt.

Bild 18 zeigt eine einfache Schaltung hierfür. Sie besteht aus einem astabilen Multivibrator (T 1, T 2), der symmetrisch aufgebaut ist und dessen Kollektorwiderstand für T 2 unmittelbar vom Widerstand des Zählwerks Z gebildet wird. Für Z wurde beim Versuchsmuster ein einfaches 4stelliges Postgesprächszählwerk mit 100 Ω benutzt, wie es als Ausbaumaterial von Fernmeldeämtern abgegeben wird. Mit Rücksicht auf dessen Betriebswerte sind für die Transistoren 150-mW-Typen erforderlich, die jedoch keine besonders ausgesuchten Werte zu haben brauchen. Da mit Rücksicht auf die Netzfrequenzsynchronisation ohnehin Netzverbindung erforderlich ist, erfolgt auch die Speisung aus dem Netz. Dies ermöglicht eine sehr einfache Synchronisation, die in Bild 18 nicht sofort erkennbar ist und lediglich in unvollständiger Siebung der Betriebsspannung besteht, die somit noch eine geringe Restwelligkeit aufweist.

Die Stromversorgung erfolgt am günstigsten mittels eines üblichen Klingeltransformators KT (8 V ~), womit gleichzeitig die Sicherheitsvorschriften und Schutzbestimmungen erfüllt sind. Diode D 1 stellt am 500-µF-Elko die Speise-

spannung bereit. Ta ist die Auslösetaste; solange sie geschlossen ist, läuft der Zähler Z. An die Stelle von Ta können auch je nach Meßaufgabe andere Hilfskontakte treten, wozu abschließend noch einige Anregungen gegeben werden.

Mit Rücksicht auf das Zählwerk (100 Ω) nimmt der Multivibrator einen verhältnismäßig hohen Strom auf. Dadurch stellt sich am 500-μF-Ladekondensator, sobald Ta geschlossen ist, eine Restwelligkeit der Spannung von etwas mehr als 1 V ~ ein, die den Multivibrator bei richtigem Abgleich von R 1 und R 2 zwangsläufig im Verhältnis 1:5 mit der Netzfrequenz synchronisiert. Die Einstellung von R 1 und R 2 ist relativ einfach (diese Werte dürfen nicht ganz zu 0 werden, Endanschläge begrenzen!). Man stellt beide Regler so ein, daß sie annähernd gleichen Drehwinkel aufweisen und die Zählwerkanzeige – verglichen mit dem Sekundenzeiger einer normalen Uhr oder mechanischen Stoppuhr – stimmt. Bei falscher Einstellung von R 1 und R 2 synchronisiert der Multivibrator entweder im Verhältnis 1:4 oder 1:6 auf die Netzfrequenz. Der dabei entstehende Zeitfehler von rund 20 Prozent ist schon gehörmäßig am Arbeiten des Zählwerks zu bemerken und beim Uhrenvergleich nicht zu übersehen. Praktisch stellt man R 1 und R 2 – beginnend mit höchstem Wert – so ein, daß die Synchronisation schrittweise über die Verhältnisse 1:7, 1:6 auf das richtige Verhältnis 1:5 umspringt. Für jedes Verhältnis ergibt sich ein gewisser Drehwinkel von R 1 und R 2, innerhalb dessen sich die Synchronisation nicht ändert. In diesem für 1:5 gefundenen Einstellbereich bringt man R 1 und R 2 etwa in Mittelstellung. Falls das benutzte Zählwerk mechanisch unsauber arbeitet – am Geräusch des Zählwerks und durch Beobachtung der Zahnklinken im geöffneten Zählwerk ist das leicht zu erkennen –, kann man R 1 und R 2 innerhalb des für sichere 1:5-Synchronisation möglichen Drehwinkels geringfügig gegenläufig verstellen, bis sich das für den Zähler günstigste Impulstastverhältnis ergibt.

Von den angegebenen Dimensionierungen soll nicht abge-

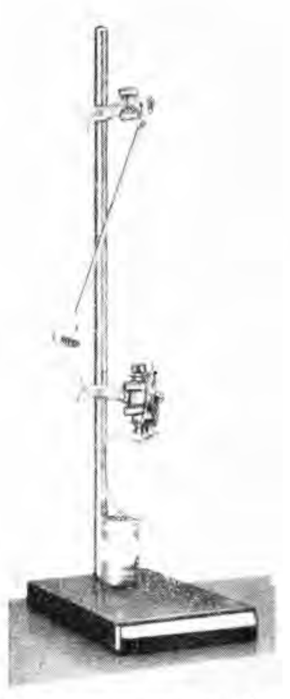
wichen werden; insbesondere ist der Wert des Ladekondensators hinter D 1 mit 500 μF einzuhalten. Bei richtigem Abgleich arbeitet diese Stoppuhr sehr zuverlässig und – da die Transistoren als Schalter und mit relativ hohen Strömen arbeiten – praktisch unabhängig von der Umgebungstemperatur. Etwaige spätere Meßfehler sind im übrigen durch Uhrvergleich sofort zu erkennen, da der Zähler entweder mit Netzfrequenzgenauigkeit richtig arbeitet oder aber um mindestens 20 Prozent abweicht. Der Aufbau des Geräts kann vorteilhaft mit auf der Grundplatte des Transformators oder in seinem Gehäuse erfolgen, wenn man entweder die Gehäusekappe etwas größer wählt oder das eigentliche Zählwerk Z außerhalb anschließt.
Die Auslösetaste Ta kann im einfachsten Fall eine Handtaste sein. Für etwas längere Zeitmessungen ist ein Druckknopfschalter praktischer, mit dem sich eine der mechanischen Stoppuhr analoge Bedienungsweise ergibt. Schließlich kann bei Ta auch ein Relaiskontakt oder eine Serienschaltung zweier Relaiskontakte vorhanden sein, so daß ein Auslösen der Zeitmessung durch beliebige elektrische Signale möglich ist. Hieraus ergeben sich viele interessante Anwendungen, die im einzelnen dem Ideenreichtum des Amateurs überlassen bleiben. Beispielsweise seien bei Ta 2 Relaiskontakte in Serie geschaltet, deren einer ein Arbeitskontakt, deren anderer ein Ruhekontakt ist. Die zugehörigen Relais können die Relais zweier getrennter Lichtschranken sein, wie sie zahlreich, u. a. in [1] und [2], beschrieben sind. Es sei angenommen, daß beide Lichtschranken mit Selbsthaltung versehen sind, wie es z. B. für Alarm- und Sicherungsschranken üblich ist. Das betreffende Schrankenrelais zieht daher mit Unterbrechung des Lichtstrahls an, fällt aber nach Wiederkehr des Lichtes nicht mehr ab. Zwei solcher Lichtschranken seien nun in geeignetem Abstand quer über eine Verkehrsstraße geführt. Ein durchfahrendes Kraftfahrzeug wird daher zunächst den einen, etwas später den zweiten Lichtstrahl unterbrechen. Demgemäß zieht zunächst ein Relais an und schaltet mit einem Arbeitskontakt die Stoppuhr ein, kurz darauf zieht auch

das andere Relais und setzt mit seinem Ruhekontakt die Stoppuhr wieder still. Aus der auf diese Weise erhaltenen Fahrzeit zwischen beiden Lichtschranken, in $^1/_{10}$ s am Zähler ablesbar, und der Entfernung zwischen beiden Schranken läßt sich die Fahrgeschwindigkeit bestimmen. Eine solche „vollelektronische Geschwindigkeitsmeßstrecke" für Amateurzwecke besteht demzufolge aus 2 einfachen, in gewissem Abstand voneinander aufzustellenden Lichtschranken und der elektronischen Stoppuhr. Ähnlich kann man im Schulphysikunterricht Demonstrationsversuche zur Messung von Fallgeschwindigkeiten durchführen. Zahlreiche weitere Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich im Sport. Hier können Geschwindigkeiten bei Läufen, Sportbootregatten und ähnlichen Sportarten gemessen bzw. die entsprechenden Zeiten gestoppt werden. Entweder arbeitet man dabei mittels Handauslösetaste nach dem Prinzip der mechanischen Stoppuhr, oder man wendet wie im obengenannten Beispiel die vollelektronische Auslösung mit zwei Lichtschranken (bei „fliegendem Start") oder Handstarttaste und Lichtschranken-Stop (am Zieldurchgang) an. Dies mag als Beispiel genügen. Bedenken muß man bei der Anwendung immer, daß das Meßergebnis grundsätzlich mit einer Unsicherheit von $^1/_{10}$ s behaftet ist – die Messung wird also um so genauer, je länger sie dauert.

3.5. Kontaktloser elektrischer Uhrpendelantrieb

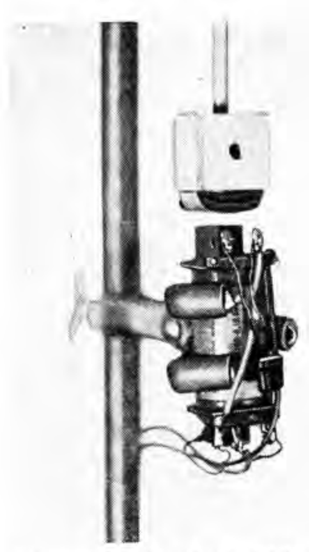
Bestimmungszweck: Antrieb von Uhrpendeln für normale Uhren oder von Pendeln für Zeitnormalgeber (Sekundentaktgeber), zur zentralen Steuerung von Nebenuhrenanlagen u. ä.
Betriebsspannung: 1,5 ··· 4,5 V
Betriebszeit für Dauerbetrieb mit 1,5-V-Normal-Monozelle EJT: im Mittel 10 Monate
Halbleiterzahl: 1 Transistor, 1 Diode
Besonderheiten: hohe Betriebssicherheit durch Fortfall aller mechanischen Kontakte am Pendelmechanismus

Elektrische Uhrenantriebe (gemeint sind selbständige Uhren mit Batterieantrieb, also keine Zentraluhranlagen) arbeiten gewöhnlich mit einem Kontakt, der je Pendelschwingung einmal geschlossen wird und dabei an den antreibenden



Kontaktloser Uhrpendelantrieb nach Bild 20 im Versuchsaufbau mit Laborstativ. Das Pendel – dessen normale Ausschlagweite das Foto zeigt – ist im Drehpunkt mit einer Stecknadel als Achse versehen, die in 2 hakenförmig gebogenen Stecknadelaufhängungen ruht. Als Antrieb reicht die unten sichtbare Monozelle 1,5 V für etwa 1 Jahr Betriebszeit aus

Elektromagneten einen Stromimpuls abgibt. Für Antriebe, die auf längere Zeit sehr zuverlässig arbeiten müssen, ist dieser Kontakt eine nicht zu vernachlässigende Störungsquelle. In solchen Fällen sollte man ein Uhrpendel kontaktlos antreiben. Bild 19 zeigt die Schaltung dieses Antriebs, Bild 20 das Prinzip der mechanischen Anordnung. Sie ist auch für den Amateur als 1-s-Taktgeber mit „mechanischem Zeitnormal" wegen ihres geringen Aufwands gut geeignet und kann dann z. B. dazu dienen, mit einer nor-



Laborversuchsaufbau des kontaktlosen Uhrpendelantriebs nach Bild 19 und 20. Als Spule – hier mit Stativklammer gehalten – wurde ein Fernsprechübertrager mit entfernter äußerer Kernhälfte benutzt. Das Pendel ist ein Holzwürfel mit unten angesetztem Permanentmagnetplättchen. Das Foto läßt den Abstand zwischen Magnet und Spulenkern erkennen

malen Pendeluhr oder sogar einem einfachen, auf genau 1-s-Schwingung bemessenen Pendel eine übliche elektrische Nebenstellenuhr für 1-s-Taktimpuls anzutreiben.

Wie Bild 20 zeigt, wird lediglich ein frei schwingendes einfaches Pendel ohne sonstige Mechanik benötigt. Beim La-

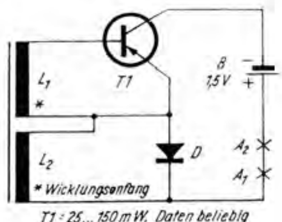


Bild 19
Schaltung des kontaktlosen Uhrpendelantriebs

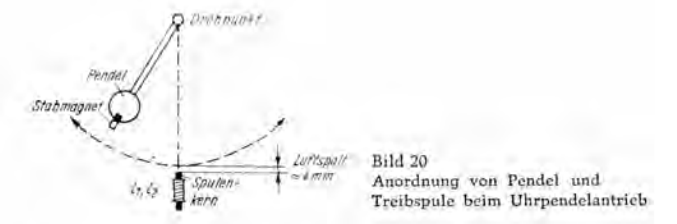


Bild 20
Anordnung von Pendel und Treibspule beim Uhrpendelantrieb

borversuchsmuster bestand dieses Pendel nur aus einem Holzstab mit Holzklötzchen am unteren Ende, das als Achse eine zwischen 2 Ösen eingehängte Stecknadel erhielt. Am unteren Ende des Pendels wird ein kleiner Magnet befestigt. Gut eignet sich ein kleiner Spielzeugstabmagnet, jedoch sind auch andere Formen mit gerader magnetischer Achse (axial magnetisierte Ring- oder Scheibenmagnete u. ä.) geeignet. Beim Versuchsmuster wurde ein segmentförmiger Permanentmagnet aus einem Fahrraddynamo benutzt.

Unterhalb des Ruhepunkts des Pendels ist eine Spule L 1, L 2 mit offenem Stabkern befestigt. Bei schwingendem Pendel gleitet der Magnet mit wenigen Millimetern Luftspalt an diesem Spulenkern vorbei. Die Größe des Luftspalts hängt von der Stärke des Magneten ab; der Luftspalt soll so groß gewählt werden, daß das Pendel gerade noch ausreichend angetrieben wird (also bei möglichst geringer Schwingweite noch nicht stehenbleibt), es aber bei abgeschalteter Batterie durch die magnetische Bremswirkung zwischen Spulenkern und Pendelmagnet möglichst wenig gebremst wird. Die Einstellung des Luftspalts erfolgt durch Abstandsänderung von L 1/L 2 und ist nicht sehr kritisch.

Bild 19 zeigt die einfache Schaltung des Antriebs, der lediglich aus der Spule, einem Transistor T 1 (dessen Daten dabei bedeutungslos sind, es eignet sich jeder beliebige NF-Typ) und einer in Durchlaßrichtung möglichst niederohmigen Diode D (für die deshalb vorzugsweise die in Bild 19 angegebene Germanium-Flächendiode geeignet ist) sowie der Batterie besteht. Die Batteriespannung kann je

nach Spulen- und Magnetgröße, Luftspaltgröße usw. zwischen 1,5 und 4,5 V gewählt werden. L 1 und L 2 sind gleichsinnig gewickelt (durchgehende Spule mit Anzapfung) und haben etwa gleiche Windungszahl. Die Windungszahl ist nicht kritisch. Für einen stabförmigen Kern aus üblichem Trafoblech von etwa 50 mm Länge und etwa 25 mm² Kernquerschnitt bekommen L 1 und L 2 je etwa 1200 Wdg. mit Draht 0,14···0,20-CuL. Für kleine Pendelantriebe kann man ohne weiteres einen handelsüblichen Ausgangsübertrager Typ K 21 mit seiner Originalwicklung benutzen (Sekundärwicklung bleibt frei), wenn dessen äußere Kernhälften entfernt werden. Beim Versuchsmuster wurde ein Originaltelefonübertrager (Sprechspule) verwendet und lediglich die äußere Kernhälfte abgeschraubt.

Die Wirkungsweise: Transistor T 1 erhält keine Basisvorspannung und ist daher gesperrt, L 2 somit stromlos. Sobald sich der Permanentmagnet des schwingenden Pendels der Spule nähert, induziert er in L 1 eine Spannung. Diese muß so gepolt sein, daß sie mit Minuspol an der Basis des Transistors auftritt (ggf. Permanentmagnet oder Spule um 180° drehen). T 1 wird daher geöffnet, und es beginnt ein Emitterstrom durch L 2 zu fließen (D ist für diesen Strom in Sperrichtung gepolt). Durch die Rückkopplung über den Spulenkern verstärkt sich der Basisstrom für T 1, so daß der Transistor vollständig durchsteuert und an L 2 nahezu die volle Batteriespannung steht. Die Spule wird daher ihrerseits zum Elektromagneten und zieht den Pendelmagneten an – das Pendel wird beschleunigt. Sobald der Spulenstrom in L 2 sein – u. a. vom Wicklungswiderstand bestimmtes – Maximum erreicht hat, entfällt die in L 1 induzierte Spannung, T 1 sperrt und schaltet L 2 ab. Die dabei entstehende Rückschlagspannung in L 2 wird über D kurzgeschlossen. Sofort darauf induziert das sich weiter annähernde Pendel wieder eine Spannung in L 1, T 1 öffnet erneut, schaltet L 2 wieder an usw. Es entstehen also während der Pendelannäherung mehrere kurze Stromimpulse, die über die elektromagnetische Wirkung der Spule die Beschleunigung des Pendels so lange bewirken, bis dieses

den Ruhepunkt erreicht hat. Von hier ab entfernt sich das Pendel von der Spule – die jetzt in L 1 induzierte Spannung ist daher umgekehrt gepolt und tritt mit Plus an der Basis von T 1 auf. T 1 bleibt demzufolge gesperrt, und die Spule wird nicht mehr magnetisch, so daß das Pendel frei durchschwingen kann. Schwingt es nach Erreichen des Endpunkts wieder zurück, so erfolgt bei seiner Annäherung an die Spule erneut der beschriebene Vorgang. Das Pendel wird also bei jedem Durchgang so lange beschleunigt, bis es den Ruhepunkt bzw. die Stellung geringsten Abstands zur Spule erreicht hat. Von da ab schwingt es ungebremst aus. – Die Diode D verhindert bei fehlender Pendelinduktionsspannung ein selbständiges Schwingen der Transistorschaltung, indem sie die Rückschlagspannung an L 2 beim Abschalten von T 1 kurzschließt. Andernfalls käme es zur Selbsterregung der Schaltung, d. h. zu ständigen Schwingungen auch dann, wenn die äußere Anregung durch das Pendel fehlt. Um diese Schwingneigung mit Sicherheit zu vermeiden, muß D einen geringen Durchlaßwiderstand haben. Germanium-Spitzendioden sind deshalb weniger geeignet. Eine vorhandene Selbsterregung ist an ständiger Stromaufnahme auch bei angehaltenem Pendel erkennbar. Der korrekt arbeitende Antrieb nimmt in Ruhestellung – und damit auch während der überwiegenden Zeit der Pendelschwingung – nur einen Reststrom von wenigen zehn Mikroampere auf. Lediglich beim Vorbeigang des Pendels an der Spule werden der Batterie kurze Stromimpulse von

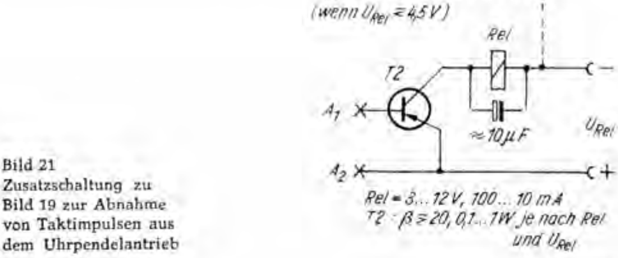


Bild 21
Zusatzschaltung zu Bild 19 zur Abnahme von Taktimpulsen aus dem Uhrpendelantrieb

1···5 mA (je nach Spulendaten) entnommen. Das Versuchsmuster, ausgestattet mit dem erwähnten Fernsprechübertrager (L 1 und L 2 je etwa 120 Ω) arbeitete mit einer 1,5-V-Monozelle ununterbrochen rund 10 Monate!
Die Tatsache, daß bei jedem Pendeldurchgang ein kurzer Stromimpuls aus der Batterie aufgenommen wird, läßt sich für die Verwendung als elektrischer Taktgeber ausnutzen. Bild 21 zeigt die Zusatzschaltung hierfür. Bei A 1 und A 2 (Bild 19) werden die entsprechenden Anschlüsse (Bild 21) eingeschaltet. Auf die Antriebsfunktion hat das keinen Einfluß. T 2 wird jetzt bei jedem Pendeldurchgang kurz aufgetastet und bringt das Relais Rel zum Anziehen. Dessen – nicht mit gezeichneter – Relaiskontakt kann nunmehr zur Taktgebung für beliebige Objekte benutzt werden. Der Elko parallel zum Relais richtet sich nach dessen Eigenschaften. Er verhindert ein „Flattern" des Relais, da jeder beim Pendeldurchgang auftretende Stromimpuls seinerseits wieder aus einer Folge kurzer Einzelimpulse besteht. U_{Rel} richtet sich nach der für Rel erforderlichen Betriebsspannung und kann, wenn hierfür maximal etwa 4,5 V ausreichen, gleichzeitig den Antrieb speisen. In diesem Fall entfällt Batterie B (Bild 19), und der Kollektor T 1 wird angeschlossen, wie in Bild 21 punktiert angedeutet. Für T 2 genügt je nach Relaisdaten im allgemeinen ein beliebiger 100-mW-Typ.

4. Elektronik in der Amateurfunkstation

4.1. Einfache elektronische Morsetaste mit Glimmlampe

Bestimmungszweck: Amateurfunkstation – halbautomatische Taste
Betriebsspannung: 100···500 V_
Stromversorgung: aus vorhandenem Sender-Netzteil (Anodenspannung)
Stromaufnahme: im Mittel 1···5 mA zuzüglich Tastrelais-Strom
Transistoren: keine; Röhren: keine; Glimmlampen: 2; Relais: 2; Dioden: 2
Besonderheiten: geringer Bauelementeaufwand bei guter Zeichenpräzision – vorzugsweise für röhrenbestückte Sender geeignet

Schaltungen für elektronische Morsetasten wurden bereits in großer Zahl veröffentlicht. Fast immer wird dafür nach dem derzeitigen Stand der Technik auf Halbleiter zurückgegriffen, so auch bei den in [1] und [2] gezeigten Beispielen. Für die Funkamateure, die aus persönlichen Gründen in ihrer Station keine Halbleiter einsetzen wollen, sei eine neuartige Schaltungsvariante vorgestellt, die doppelt interessant ist: einmal wegen ihres geringen Aufwands, zum anderen wegen ihrer technischen Lösung. Das Prinzip geht

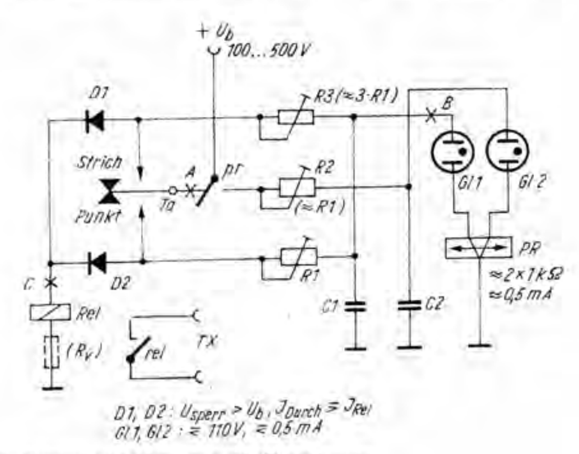


Bild 22 Elektronische Morsetaste mit Glimmlampen

auf eine Veröffentlichung in [5] zurück. Bild 22 zeigt die Schaltung.

Als Zeitgeber für die Tastsignale werden Glimmlampenkippschaltungen benutzt. Benötigt wird ein polarisiertes Relais (Telegrafenrelais, Fernschreibrelais) mit 2 Ruhelagen PR, das einen Umschaltkontakt pr hat, sowie das Sendertastrelais Rel, dessen Arbeitskontakt rel den TX tastet. Ta ist die Gebetaste, die in der bei elektronischen Morsetasten üblichen Form mit 2 Seitenlagen für Punkt- und Strichtastung aufgebaut wurde. Der Tasthebel Ta sei zunächst in Stellung „Punkt" gelegt. Über R 1 (Einstellregler, Punktlänge) wird C 1 aufgeladen, gleichzeitig kommt über D 2 Relais Rel zum Anzug. Nach einer der Punktlänge entsprechenden Zeit ist C 1 so weit aufgeladen, daß Gl 1 zündet. Über Gl 1 und PR wird C 1 entladen, sein Entladestromstoß schaltet Relais PR in die andere Ruhelage. Dabei trennt pr die Betriebsspannung von Ta ab, womit C 1 nicht erneut aufgeladen werden kann und Rel abfällt. Über pr und R 2 (Einstellregler Pausenlänge) wird C 2 aufgeladen. Nach Ablauf der Pause ist C 2 so weit geladen, daß Gl 2 zündet. Der Entladestromstoß von C 2 über die – umgekehrt gepolte – zweite Wicklung von PR legt pr wieder in die Ausgangslage. Sofern Ta noch in Stellung „Punkt" ist, wird nun C 1 erneut aufgeladen, Rel zieht, und der nächste Punkt beginnt. – Ebenso ist der Ablauf bei Strichtastung. Hierbei wird C 1 über R 3 (Einstellregler Strichlänge) auf-

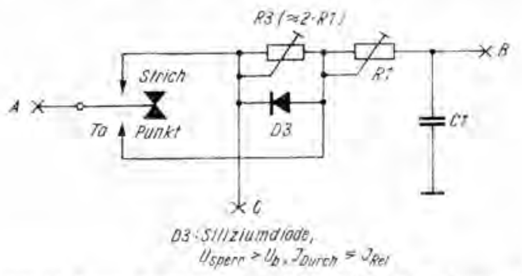


Bild 23 Zusatzschaltung zu Bild 22 (eine Diode wird eingespart, die verbleibende Diode muß jetzt jedoch ein Siliziumtyp sein)

geladen, Rel zieht über D 1 (diese Dioden verhindern Rückstrom auf den jeweils anderen Zeichenzeitkreis). Entsprechend den vorgeschriebenen Zeichenlängen wird R 3 etwa den 3fachen Wert von R 1 haben müssen, während R 2 etwa gleich R 1 ist (Voraussetzung C 1 = C 2). Da die Frequenz der Kippschaltung von der Betriebsspannung abhängt, kann man das Gebetempo in einfacher Weise durch Regelung der Betriebsspannung U_b einstellen. Allerdings hat dieses einfache Prinzip auch einen Nachteil: Der Gebehebel Ta muß bis zum Zeichenende in Arbeitsstellung bleiben. Nimmt man ihn vor Ablauf eines Zeichens auf Mitte zurück, so wird das Zeichen verstümmelt bzw. verkürzt.
D 1, D 2 sollen hochohmige Dioden sein für eine Sperrspannung größer als die maximale Spannung, die für U_b benutzt wird. Ihr Durchlaßstrom muß dem Strombedarf von Rel entsprechen. Rel ist je nach U_b auszulegen und nötigenfalls mit Vorwiderstand R_v zu versehen. Hat das polarisierte Relais PR einen zweiten Arbeitskontakt, so läßt sich die Schaltung vereinfachen. D 1 und D 2 entfallen dann, und Rel wird über diesen zweiten Kontakt von einer geeigneten Spannungsquelle aus direkt geschaltet. Dadurch verringert sich auch der Strombedarf bei U_b (einige Zehntel Milliampere!), und die Gebetemporegelung für U_b ist mit kleinerem Potentiometer möglich.
Eine andere Schaltungsvereinfachung zeigt Bild 23: Eine Diode wird eingespart. Der Schaltungsauszug Bild 23 tritt mit den Anschlußpunkten A, B, C an die gleichen Punkte in Bild 22. In Strichstellung (Bild 23) ist D 3 (die jetzt die in der Schaltung nach Bild 22 entfallenden Dioden D 1, D 2 ersetzt) gesperrt, und für C 1 wirkt die aus R 3 + R 1 resultierende Aufladezeitkonstante. In Punktstellung wird R 3 umgangen. Da beide Widerstände hier in Serie liegen, ist R 3 nur etwa doppelt so groß wie R 1. Relais Rel (an Punkt C) spricht jetzt über D 3 an. Mit dieser Schaltungsvariante wird eine Diode gespart, D 3 muß aber eine Siliziumdiode (hoher Sperrwiderstand!) sein, da sonst ihr Sperrwiderstand bei Strichgabe als Nebenschluß zu R 3 wirksam wird. Bezüglich Sperrspannung und Durchlaß-

strom gilt für D 3 das bereits zu D 1 und D 2 Gesagte. R 3 in Bild 23 wird als letzter Regler eingestellt, zuvor muß R 1 eingestellt sein.
Die Glimmlampen Gl 1, Gl 2 sind Kleinglimmlampen, z. B Stabglimmlampen aus den bekannten Polprüfstiften (Phasenprüfern), R 1···3 und C 1···2 werden je nach gewünschtem Gebetempo und U_b bzw. nach den Glimmlampendaten bemessen. Die Größenordnung liegt für R 1 bzw. R 2 bei etwa 100 bis 300 kΩ (R 3 ergibt sich daraus entsprechend der angewendeten Schaltung), C 1 = C 2 mit je etwa 0,1 μF.

5. Schaltungshinweise für Stromversorgungsteile

Über Stromversorgungsteile ist in einem besonderen Band dieser Reihe [6] ausführliches Material zu finden. Über Transistornetzgeräte enthält auch [1] einige Angaben. Im folgenden Abschnitt werden daher neben einem einfachen, auch für den weniger erfahrenen Amateur geeigneten Transistornetzteil vorwiegend einige Schaltungen vorgestellt, die sich durch besondere Anwendungsmöglichkeiten oder interessante Schaltungstechnik auszeichnen.

5.1. Ableitung mehrerer Spannungen aus einer Netztransformatorwicklung

Eine Möglichkeit, aus einer einzigen Netztrafo-Anodenspannungswicklung 3 verschiedene Gleichspannungen zu erzeugen, zeigt Bild 24 (nach [7]). Verwendet wird ein Netztrafo mit mittelangezapfter Anodenwicklung für Zweiweggleichrichtung. Die in Bild 24 in Klammern angegebenen Werte sind Anhaltswerte und dienen als Beispiel.
Die Summenspannung beider Wicklungshälften U wird in einer Graetz-Brückenschaltung mit den Dioden D 1···4 gleichgerichtet und ergibt die erste Gleichspannung U_1. C 1 ist hierfür der Ladekondensator. Er kann für die hohe Spannung mittels Serienschaltung von 2 Elkos (im Beispiel je 16 μF/500 V) realisiert werden. Wenn die beiden Teilwicklungen des Trafos für je 260 V ~ ausgelegt sind, lassen sich beispielsweise bei U_1 etwa 720 V mit gegen 0 positiver Polarität abnehmen. (Die angegebenen Gleichspannungen gelten für Leerlauf bzw. geringe Belastung.) Diese Spannung kann z. B. als Senderendstufenspannung oder als Anodenspannung für einen NF-Leistungsverstärker dienen. Eine weitere – für Vorstufen benutzbare – Gleichspannung U_2 mit positiver Polarität wird erzeugt durch Mittelpunktgleichrichtung. Diese Schaltung ähnelt der Zweiweg-

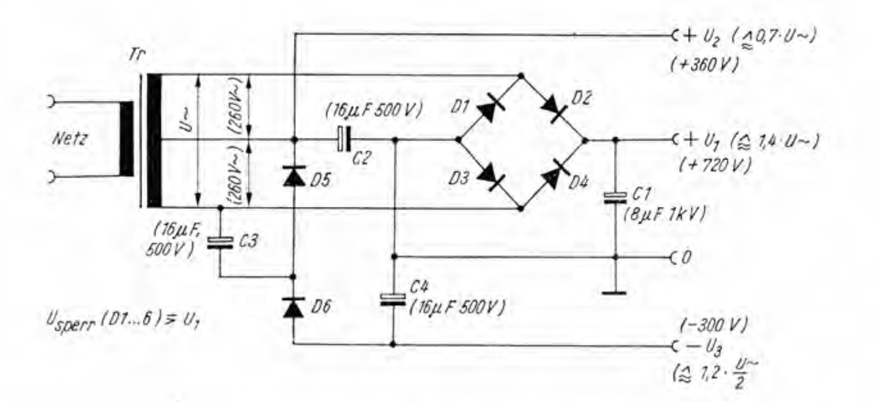


Bild 24 Ableitung dreier Gleichspannungen aus einer gemeinsamen Netztransformatorwicklung. Die Werte in Klammern sind Beispielwerte

gleichrichtung üblicher Art und arbeitet unter Mitbenutzung der Dioden D 1 und D 3. Ladekondensator für U_2 ist C 2. Da die Dioden D 1 und D 3 als Gleichrichter für beide Spannungen U_1 und U_2 arbeiten, sind sie für den Gesamtstromverbrauch der an diesen beiden Gleichspannungen angeschlossenen Stufen zu dimensionieren. Schließlich wird aus dem gleichen Netzteil noch eine dritte Spannung mit negativer Polarität gegen 0 abgeleitet (U_3), die beispielsweise als Gittervorspannung für Senderendstufen dienen kann. Hierbei handelt es sich um eine Gleichrichterschaltung, die aus der unteren Trafowicklung gespeist wird. Während einer Halbwelle lädt sich C 3 über D 5 auf. In der anderen Halbwelle sperrt D 5, dagegen ist jetzt – im Zusammenhang mit den bisher erwähnten Gleichrichterkreisen – D 3 im Durchlaßzustand. Über D 3 liegt dabei der Pluspol von C 3 für diese Halbwelle auf Nullpotential, so daß am Minuspol C 3 eine negative Spannung über D 6 abgenommen werden kann. D 6 dient lediglich als Rückstromsperrdiode in der Aufladephase von C 3 und muß für eine Sperrspannung von mindestens der Summe $|U_2| + |U_3|$ ausgelegt sein. C 4 bildet Ladekondensator für U_3 und ist ebenso wie C 3 für diese Spannung zu bemessen. Entsprechend dem bei U_3 entnommenen Strom (der verhältnismäßig gering sein wird, andernfalls sind C 3, C 4 zu vergrößern) muß D 5 sinngemäß wie bei einer Einweggleichrichtung, D 6 lediglich für einen Gleichstrom entsprechend dem bei U_3 entnommenen ausgelegt werden. D 3 ist auch an diesem Stromkreis mitbeteiligt. Demgemäß gilt, daß man D 3, die am stärksten belastete Diode, für die Summe aller Ströme auszulegen hat, während D 1 die Summe der Ströme bei U_1 und U_2 erhält und D 2, D 4 lediglich für den bei U_1 entnommenen Strom nach den für Graetz-Gleichrichtung geltenden Gesichtspunkten auszulegen sind. Eine entsprechende Berechnung kann daher nach dem hier Gesagten sinngemäß ebenso wie für die entsprechenden „Standard"-Gleichrichterschaltungen erfolgen, sie ist in [6] für diese zu finden. Auch die Daten für die Trafoteilwicklungen lassen sich aus dieser Funktionsbeschreibung sinngemäß

ableiten. Die für U_3 zu erwartende Leerlaufspannung ist jedoch etwas geringer als für eine Einwegschaltung unter gleichen Strom- und Spannungsbedingungen. – Als Dioden eignen sich Siliziumdioden sehr gut, zumindest empfiehlt sich dies für D 1, D 3, D 6 und eventuell D 5. D 2 und D 4 können durch eine übliche Zweiweggleichrichterröhre ersetzt werden.
Berücksichtigt man, daß sich zwischen den Ausgängen U_1 und U_3 die Summe beider abnehmen läßt (im gezeigten Zahlenbeispiel also rund 1 kV_ !), so erweist sich diese Schaltung u. a. auch als Stromversorgung für einen Oszillografen geeignet. Dabei kann der sonst übliche spezielle Hochspannungsnetztrafo entfallen, so daß die Verwendung eines handelsüblichen normalen Standardnetztrafos möglich wird. Das Widerstandsnetzwerk für die Bildröhre liegt dann zwischen U_3 (Wehnelt-Potential) und U_1 (Anodenpotential), während U_2 die Anodenspannung für die Verstärkerstufen liefert. Für besonders große X-Amplitude (Prinzip der Zeitbasislupe) kann man dann eventuell die Endstufe des X-Verstärkers von U_1 speisen.

5.2. Universalnetzteil für Kofferempfänger

Bestimmungszweck: Netzteil zur Speisung von Koffer- und Taschenrundfunkempfängern an Stelle der Originalbatterie, vorzugsweise für stationären Betrieb im Heim
Betriebsspannung: Netz 220 V~
Netz-Leistungsaufnahme: ≈ 2 bis 3 W max.
Ausgangsspannung: einstellbar 0···9 V_
Ausgangsstrom: maximal 0,1 A (0,3 A je nach Transistor)
Halbleiterzahl: 1 Transistor 1 W (4 W), 1 Zenerdiode, 4 Germaniumgleichrichter oder 1 Selenbrückengleichrichter
Besonderheiten: stabilisierte Ausgangspannung, geringer Innenwiderstand und geringe Restbrummspannung; somit weitgehende Simulierung der Eigenschaften einer frischen Originalbatterie – verwendbar für alle handelsüblichen und Eigenbau-Empfänger bis zu nominellen Ausgangsleistungen von ≈ 0,5 W

Eine auch für den Anfänger geeignete Schaltung, die sich für Netzspeisung aller üblichen Transistorempfänger bis zu einer nominellen Endleistung von etwa 0,5 W und für vergleichbare Transistorgeräte eignet, zeigt Bild 25. Es handelt sich dabei um ein einfach gehaltenes, transistor-

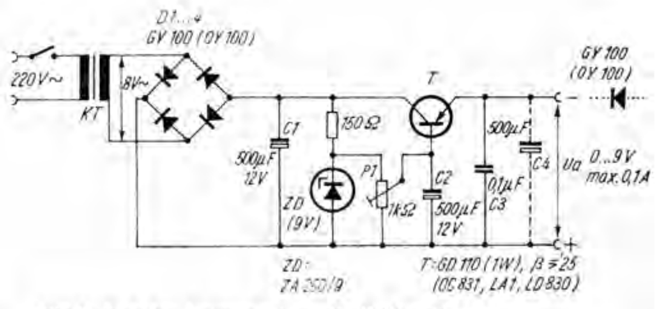


Bild 25 Einfacher Universalnetzteil für Kofferempfänger

stabilisiertes Netzgerät für eine einstellbare Ausgangsspannung bis maximal 9 V und eine Stromentnahme (Dauerstrom) bis maximal etwa 0,1 A. Prinzip und Funktionsbeschreibung dieser Schaltungsart sind u. a. in [1] zu finden, auch [6] bringt Hinweise dazu.

Ein Maximalstrom von 0,1 A würde normalerweise nur für Transistorempfänger bis etwa 250 mW Endleistung ausreichen. Dabei ist jedoch zu bedenken, daß maximale Stromstärke nur bei Betrieb mit voller Lautstärke in den Lautstärkespitzen – d. h. also stets nur kurzzeitig – benötigt wird. Man kann deshalb dem Ausgang einen großen Elko C 4 (500 µF, besser 1000 µF) parallelschalten, der diese Belastungsspitzen abfängt. Dann lassen sich auch leistungsstärkere Empfänger anschließen. Wenn an Stelle des 1-W-Transistors T ein 4-W-Typ benutzt wird (Stromverstärkung $\beta \geq 30$), so können am Ausgang maximal etwa 0,3 A Dauerstrom abgenommen werden, wobei C 4 in jedem Fall fortgelassen wird.

Die Stabilisierung gegen Netzspannungs- und Lastschwankungen erfolgt mittels Zenerdiode ZD. Die für den vorgesehenen Empfänger notwendige Ausgangsspannung wird einmalig mit P 1 eingestellt. C 2 – dessen Wert, um etwa den Faktor β des Transistors vergrößert, am Ausgang als wirksamer „Siebkondensator"wert erscheint – bewirkt u. a. eine sehr gute Brummsiebung sowie eine zusätzliche Stabilisierung gegen kurzzeitige Lastschwankungen (Laut-

stärkespitzen). Der Transistor T soll auf ein Kühlblech (etwa 100 mm × 100 mm × 2 mm Alublech) montiert werden. Als Netztransformator kann vorteilhaft ein handelsüblicher Klingeltransformator (8-V~-Wicklung für 1 A Stromentnahme) benutzt werden, womit gleichzeitig die TGL-Schutzbestimmungen erfüllt sind. Wird ein anderer Trafo benutzt, so soll dieser eine geerdete Schutzwicklung aufweisen, außerdem muß dann netzseitig eine Sicherung vorgesehen werden (bei Klingeltrafos, die kurzschlußfest sind, kann sie entfallen). Für die in Graetz-Schaltung arbeitenden Dioden genügen 0,1-A-Typen. Vorteilhafter – und bei Verwendung eines 4-W-Transistors, stärkeren Trafos und höherem Ausgangsstrom Bedingung – sind 1-A-Germaniumdioden.
Beim Anschluß des Empfängers ist unbedingt auf richtige Polung zu achten. Falschpolung kann zur Zerstörung der Transistoren des Empfängers und des Netzteils führen. Falls man nicht unverwechselbare Anschlüsse benutzt, sollte man innerhalb des Empfängers – nicht im Netzteil, hier wäre diese Maßnahme sinnlos! – eine 0,1-A-Diode in der punktiert gezeichneten Weise in Serie mit der Minuszuleitung legen. Sie sperrt bei Falschpolung, so daß Schäden vermieden werden. Unbedingt zu vermeiden ist ein Kurzschluß des Netzteilausgangs, da dieser die sofortige Zerstörung des Transistors T zur Folge hätte. Dagegen bietet auch eine übliche kleine Schmelzsicherung keinen ausreichenden Schutz, es sei denn, man benutzt eine Sicherung „0,1 A flink" und erhöht C 4 auf 1000 μF. Die Sicherung wird dann zwischen Minusausgangsbuchse und Verbindungspunkt C 4/C 3 T eingeschaltet. Ebenfalls möglich ist eine Kombination dieses Netzteils mit dem in Abschnitt 5.4. beschriebenen Überstromauslöser.

5.3. Umpolbare Gleichspannungsquelle mit kontinuierlicher Regelung

Bestimmungszweck: Gleichspannungsquelle mit kontinuierlich regelbarer und umpolbarer Ausgangsspannung, vorzugsweise für Modelleisenbahnen (als Fahrstromregler) und andere Modellbauanwendungen

Betriebsspannung: Netz 220 V~
Netzleistungsaufnahme: ≈ 2 bis 3 W max.
Ausgangsspannung: regelbar −12···0···+12 V
Ausgangsstrom: maximal etwa 0,1 A
Halbleiterzahl: 1 Transistor
Besonderheiten: Ausgang ist kurzschlußfest und überlastungssicher – sehr geringer Aufwand

Insbesondere für Modelleisenbahnanlagen als Fahrstrom- und Fahrtrichtungsregler, aber auch für andere Zwecke eignet sich eine in [8] angegebene interessante Speiseschaltung. Ein Transistor wird als gesteuerter Gleichrichter benutzt und dabei zeitweilig invers betrieben. Bild 26 zeigt diese Schaltung. Das Schaltungsprinzip geht davon aus, daß ein Transistor als Kombination zweier katodenseitig zusammengelegter Dioden angesehen werden kann. Regler P 1 möge zunächst in Endstellung E stehen. Die Basis T 1 liegt somit (über einen 50-Ω-Schutzwiderstand) auf Emitterpotential. Tritt die Wechselspannung des Trafos – die über die ausgangsseitigen Elkos und die Lampe La unmittelbar am Transistor liegt – mit Minuspol am Kollektor auf, so bleibt der Transistor gesperrt. In dieser Halbwelle kann daher (bis auf den geringen Querstrom durch P 1) kein Strom fließen. Anders, wenn P 1 in Endstellung A steht. Jetzt wird der Transistor für die betrachtete Halbwelle durchgesteuert, und es tritt eine Aufladung der Elkos

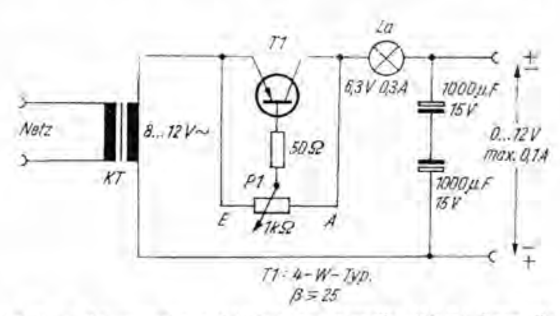


Bild 26 Schaltung der umpolbaren Gleichspannungsquelle. Mit P 1 kann die Ausgangsspannung vom Höchstwert einer Polarität über Null bis zum Höchstwert umgekehrter Polarität kontinuierlich eingestellt werden

zunächst mit Minuspol an der unteren Ausgangsklemme auf. In der anderen Halbwelle würde der Kollektor positiv und – P 1 in Stellung A – die Basis ebenfalls. T 1 bleibt für diese Halbwelle gesperrt. Am Ausgang ergibt sich somit eine Gleichspannung mit Pluspol an der oberen Klemme.

Steht P 1 in Stellung E, so liegen die Verhältnisse umgekehrt. Tritt jetzt eine Wechselspannungshalbwelle mit Minus am Emitter auf, so wird auch die Basis negativ gegen den Kollektor, und dieser wirkt nun als Emitter, der Emitter dagegen als Kollektor: Der Transistor wird also invers betrieben. Es erscheint demzufolge in Stellung E eine Gleichspannung mit Minuspol oben am Ausgang, in Stellung A des Reglers P 1 eine Gleichspannung umgekehrter Polarität. Interessant ist das Verhalten der Anordnung in Zwischenstellungen des Reglers. An P 1 steht ständig eine Wechselspannung (für die der Ausgang über die Elkos kurzgeschlossen ist). In Mittelstellung P 1 hat daher die Basis für beide Halbwellen eine negative Vorspannung entweder gegenüber dem Kollektor oder gegenüber dem Emitter. Der Transistor wird also für beide Halbwellen geöffnet, und hinter La erscheint eine reine Wechselspannung, die die Elkos kurzschließen. Die am Ausgang verbleibende Gleichspannung ist daher 0! Wird P 1 aus der Mittellage nach einer Seite verstellt, so überwiegt die betreffende Halbwelle, und es erscheint eine Gleichspannung am Ausgang, die in Größe und Polarität kontinuierlich mit P 1 eingestellt werden kann. – Praktisch ergibt sich die Ausgangsspannung 0 nicht genau in Reglermitte, da der Stromverstärkungsfaktor von T 1 bei inversem Betrieb wesentlich geringer ist als bei „vorschriftsmäßiger" Polung. Da T 1 bei Reglernullstellung nicht etwa stromlos ist, sondern beide Wechselstromhalbwellen fließen und diese durch die Ausgangselkos kurzgeschlossen sind, kommt in diesem Fall die gesamte Verlustleistung am Transistor zur Wirkung. T 1 ist also bei Einstellung auf Ausgangsspannung 0 am stärksten belastet! Deshalb und mit Rücksicht auf die bei inversem Betrieb geringere zulässige Verlustleistung

kann am Ausgang maximal 0,1 A entnommen werden, wofür bereits ein 4-W-Transistor mit Kühlblech (100 mm × 100 mm × 2 mm Alu) erforderlich ist. Für P 1 empfiehlt sich ein Drahtpotentiometer. Wird Spannungsnull genau in Mittelstellung P 1 gefordert, so kann diesem Regler am Anschluß A ein zusätzlicher Widerstand (Wert je nach Transistor bei 10 bis 200 Ω) vorgeschaltet werden. Lampe La wirkt als Strombegrenzung, wodurch die Schaltung mit der angegebenen Dimensionierung kurzschlußfest wird, was für den Modellbahnbetrieb sehr vorteilhaft ist. Im Kurzschlußfall leuchtet La auf. Eine Beschädigung des Transistors kann dabei nicht eintreten. Als Trafo ist ein handelsüblicher Klingeltransformator (8 V ~, 1 A) gut geeignet, womit auch gleichzeitig die Sicherheits- und Schutzbestimmungen eingehalten werden. Die gegenpolig in Serie geschalteten Elkos (sie können je 1000 μF aus 2 × 500 μF kombiniert werden) sind im Hinblick auf die unterschiedliche Polung der Ausgangsspannung erforderlich.

5.4. Einfache Überstromauslöser für Niederspannungsnetzteile

Bestimmungszweck: Kurzschluß- und Überlastungssicherung für Niederspannungsnetzteile und Batterien aller Art, vorzugsweise geeignet für Experimentier-Netzteile und Stromversorgungen in Transistortechnik und Modellbau sowie Modellbahnanlagen
Betriebsspannung: entsprechend zu sichernde Spannungsquelle
Spannungsabfall an der Sicherungsschaltung bei maximalem Verbraucherstrom: im Mittel ≈ 0,2 V
Ansprechstromstärke für Abschaltung: 10 mA···5 A wählbar
Halbleiterzahl: 1 Transistor, erweitert: 2 Transistoren, 1 Diode
Besonderheiten: bei Überschreiten der gewählten Ansprechstromstärke wird der Verbraucher abgeschaltet – Wiedereinschaltung von Hand durch kurze Unterbrechung der Betriebsspannung – Anwendung ähnlich elektromechanischem Sicherungsautomaten

Niederspannungsnetzteile sind sehr empfindlich gegen ausgangsseitigen Kurzschluß oder Überlastung. Eine einfache Absicherung mit Schmelzsicherungen ist wegen deren zu großer Ansprechträgheit nicht sicher genug. Deshalb haben kommerzielle Transistornetzteile oftmals elektronische Sicherungsautomatiken, für die mitunter erheblicher Auf-

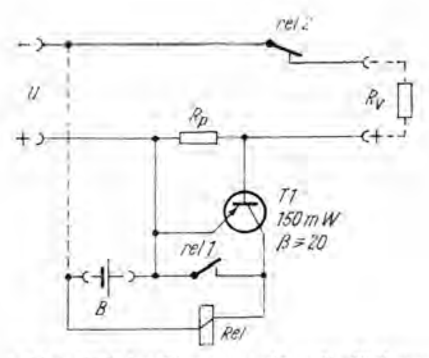


Bild 27 Einfacher Überstromauslöser für Niederspannungsquellen

wand getrieben wird [1]. Sie bewirken im Überlastungsfall ein extrem schnelles Abschalten des Netzteils. Ein solcher Aufwand lohnt jedoch für den Amateur nicht immer. Für seine Zwecke genügt erfahrungsgemäß auch eine Relaisabschaltung, sofern ausreichend trägheitsarme, schnell ansprechende Relais (Kleinausführungen) benutzt werden. Bild 27 zeigt eine einfache Kurzschluß- und Überstromsicherung, die man für alle Niederspannungsnetzteile (u. a. für den in Abschnitt 5.2. beschriebenen) und auch zur Absicherung chemischer Stromquellen (Akkus u. ä.) verwenden kann. Die Schaltung wird zwischen die Spannungsquelle U (entspricht dem Ausgang des Netzteils bzw. der Speisebatterie) und den Verbraucher – symbolisiert durch Widerstand R_v – eingeschaltet. Das Relais Rel ist abgefallen und Kontakt rel 2 geschlossen. Gespeist wird das Relais aus einer eigenen Hilfsbatterie B, deren Spannung sich nach Rel richtet. Wenn die Spannung U weniger als 15 V_ beträgt und die Daten von Rel es zulassen, so kann auf B eventuell verzichtet und Rel – wie punktiert angedeutet – von U mitgespeist werden. Dann muß die für sicheren Anzug von Rel erforderliche Spannung jedoch beträchtlich geringer als U sein, da im Kurzschlußfall mit einem erheblichen Rückgang der Spannung U gerechnet werden muß. Zuverlässige Lösung: getrennte Batterie B.

Am Widerstand R_p fällt eine dem Verbraucherstrom proportionale Spannung ab. Erreicht sie einen für Durchsteuerung von T 1 ausreichenden, verhältnismäßig scharf ausgeprägten Schwellwert (der im allgemeinen noch unter 0,2 V liegt), so wird T 1 durchgesteuert, und Rel zieht an. rel 2 schaltet sofort den Verbraucher ab, während rel 1 das Relais in Selbsthaltung legt. Bei der ersten Inbetriebnahme ist darauf zu achten, daß Kontakt rel 1 schließt, bevor rel 2 öffnet. Das Relais wird dazu langsam von Hand betätigt, und die Kontakte – seitlich gegen eine helle Fläche betrachtet – werden nötigenfalls entsprechend justiert. Nach Beseitigung der Kurzschlußursache am Verbraucher R_v bringt man das Relais durch kurze Unterbrechung seiner Stromzufuhr wieder zum Abfallen.
Die Spannung am Verbraucher liegt wegen des Spannungsabfalls an R_p um etwa 0,1 bis 0,2 V unter dem Wert U, was belanglos ist. Die Stromstärke, bei der das Relais anspricht, hängt außer vom Transistorexemplar vom Wert des Widerstands R_p ab; dieser ist daher entsprechend der gewünschten Auslösestromstärke abzugleichen. Je nach Bemessung von R_p eignet sich diese Schaltung grundsätzlich für Auslösestromstärken zwischen 10 mA und 5 A, läßt sich also allen amateurmäßigen Anwendungen ohne weiteres anpassen. R_p kann zunächst überschläglich nach der Näherungsformel

$$R_p = \frac{0{,}2}{I_v}$$

(R_p in Ω, I_v = Verbrauchermaximalstrom in A)
bestimmt werden und wird im allgemeinen nur wenige Zehntel Ohm betragen. Man fertigt diesen Widerstand aus einem freitragend gewickelten Stück Widerstandsdraht geeigneten Materials und Durchmessers, das man zunächst etwas länger als erforderlich bemißt. Durch Belastungsversuche bei R_v wird die dann anfänglich zu niedrige Auslösestromstärke durch schrittweises Verkürzen des Widerstandsdrahts bei R_p auf den gewünschten Wert gebracht.
Da entweder mit Kurzschluß bei R_v und vollständiger Durchsteuerung von T 1 oder mit allmählich ansteigendem

Überstrom und „schleichendem" Öffnen von T 1 gerechnet werden muß, ergeben sich für den Transistor verschiedene mögliche Belastungsfälle, die von Bedeutung für den Mindestwiderstand der Relaiswicklung sind. Um dem Amateur freie Hand bei der Anpassung dieser Schaltung an die unterschiedlichsten Gegebenheiten zu lassen, wird kein Wert vorgegeben. Man bestimmt den Mindestwiderstand des Relais Rel überschläglich nach folgenden 2 Faustformeln:

$$R_{min} = \frac{U^2}{4 \cdot P_{v\,max}} \; (\Omega, V, W),$$

$$R_{min} = \frac{2 \cdot U}{I_{c\,max}} \; (\Omega, V, W),$$

mit U = Relaisbetriebsspannung (Batterie B oder Quelle U in Bild 27), R_{min} = Mindestwiderstand für Rel, $P_{v\,max}$ = maximal zulässige Kollektorverlustleistung von T 1, $I_{c\,max}$ = maximal zulässiger Kollektorstrom von T 1. Der größere aus beiden Formeln für R_{min} gefundene Wert ist der Mindestwiderstand, den Rel aufweisen muß. Entsprechend kann man U, Rel und T 1 nach den jeweiligen Gegebenheiten wählen. Die Anzugsspannung für Rel muß geringer sein als der für U eingesetzte Wert der Quellenspannung bzw. der Batterie B.

Interessant ist, daß sich der Überstromauslöser nach Bild 27 – dann selbstverständlich mit eigener Batterie B – auch für Wechselstrom verwenden läßt, d. h., U kann auch eine Wechselspannungsquelle sein. R_v darf jedoch dann keinen Gleichrichter haben, d. h., es müssen beide Wechselspannungshalbwellen durch R_p fließen. Die Halbwelle, die mit positiver Polarität am emitterseitigen Anschluß von R_p auftritt, bewirkt dann die Auslösung.

Falls gefordert wird, daß die Schaltung auf beide Wechselstromhalbwellen anspricht, kann sie gemäß Bild 28 erweitert werden. Wir haben nun zwei antiparallelgeschaltete Transistoren T 1 und T 2, die kollektorseitig parallelgeschaltet sind. Jeder der Transistoren ist jetzt für eine der beiden an R_p abfallenden Halbwellen „zuständig". Im

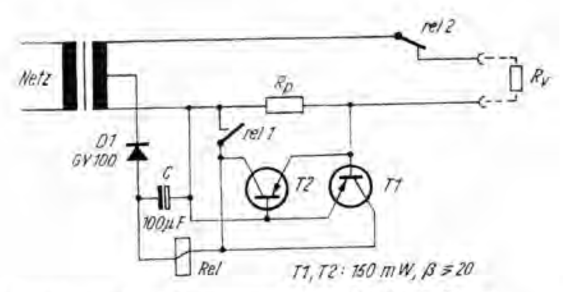


Bild 28 Erweiterung des Überspannungsauslösers für Wechselstrom

übrigen entspricht die Schaltung funktionell Bild 27. Alles dort bezüglich der Dimensionierung Gesagte gilt auch hier. Gleichzeitig ist in Bild 28 gezeigt, wie die Relaisbetriebsspannung mit aus dem – als Spannungsquelle angenommenen – Trafo gewonnen werden kann. Sie wird durch Einweggleichrichtung mit Diode D 1 am Kondensator C bereitgestellt. Je nach Relaisdaten soll C mindestens 100 µF, besser etwa 500 µF, haben. Dadurch wird erreicht, daß die im Kurzschlußfall unter Umständen stark zurückgehende Trafospannung nicht zu einer Verringerung der Relaisbetriebsspannung führt. Diode D 1 sperrt dann, und an C bleibt für eine zum Anzug des Relais ausreichende Zeit die annähernd volle Betriebsspannung stehen.*) Nach Anziehen von Rel ist rel 2 geöffnet und die Betriebsspannung somit zum Halten des Relais sofort wieder in voller Höhe vorhanden. Je nach Trafospannung für den Verbraucher kann D 1 – wie angedeutet – auch an eine Anzapfung des Trafos angeschlossen sein, so daß die Spannung für R_v dann beträchtlich über 15 V liegen darf. Für die Berechnung des Relaiswiderstands, die nach den genannten Formeln erfolgt, wird für U in diese Formeln der Wert der beim Diodenanschlußpunkt abgenommenen Trafospannung eingesetzt. Wiedereinschalten nach Kurzschlußbeseitigung durch kurzzeitiges Abschalten des Netzes, wobei Rel abfällt.

*) Diese Ergänzung empfiehlt sich auch bei Schaltung Bild 27. Dort C an Stelle von B; D 1 in punktiert gezeichnete Verbindung schalten.

5.5. Vacublitzzündeinsatz mit Kleinsttransverter

Bestimmungszweck: Zündung von Fotovacublitzlampen an Stelle normaler Batteriezündung oder an Stelle 22,5-V-Kondensatorzündung für handelsübliche Vacublitzleuchten
Betriebsspannung: 1,5 V
Stromaufnahme: ≈ 5 mA nur während Blitzbereitschaft
Blitzlampen-Zündimpuls: entsprechend 22,5-V-Kondensatorzündung
Halbleiterzahl: 1 Transistor, 1 Diode
Besonderheiten: durch geringen Bauelementeaufwand und kompakten Bau ist nachträglicher Einsatz an Stelle vorhandener Kondensatorzündung mit 22,5-V-Batterie oder Monozellen-Zündung möglich – Bereitschaftszeit nach Einsetzen der Lampe: ≈ 3 s; Einschaltung erfolgt automatisch bei Einsetzen der Lampe – als Stromquelle kann Miniatur-Knopfzellenakku benutzt werden, dadurch sehr ökonomischer Betrieb durch Wiederaufladbarkeit – je Akkuladung können etwa 1000 Blitze (mit je 30 s Bereitschaftszeit) gezündet werden – Anwendung als ökonomischer Ersatz für 22,5-V-Batterien

Eine originelle Anwendung des Sperrwandlers zeigt Bild 29. Für die Zündung von Fotovacublitzlampen – bei denen ein dünnes, in der mit Magnesium und Sauerstoff gefüllten Vacublitzlampe untergebrachtes Zünddrähtchen zum Aufglühen gebracht wird – ist ein kurzer, möglichst kräftiger Stromstoß erforderlich. Da dieser von einer etwas gealterten Batterie oft nicht mehr mit Sicherheit zu erwarten ist (Zündversager sind die Folge), benutzt man für Vacublitzleuchten heute allgemein die sogenannte Kondensatorzündung. Ein Kondensator von 250 bis 500 μF wird auf eine relativ hohe Spannung (10 bis 25 V) aufgeladen und im Zündmoment über den Zünddraht der Vacublitzlampe – der dabei sofort durchbrennt und die Magnesiumfüllung

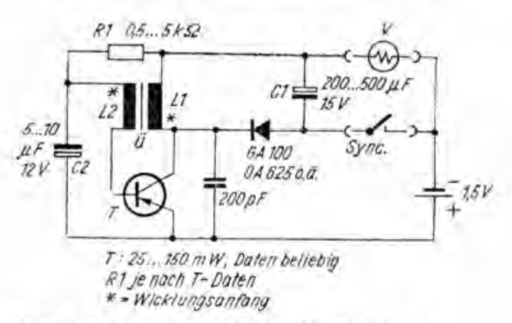


Bild 29 Kleinsttransverter als Vacublitzzündeinsatz

entflammt – entladen. Als Batterie für diese Kondensatorzündung benutzt man fast immer eine 22,5-V-„Hörbatterie", die sich beim Fotoamateur jedoch keiner großen Beliebtheit erfreut. Sie ist relativ kostspielig und unrentabel, weil sie sich in dieser Anwendung hauptsächlich durch Überlagerung erschöpft. Statt mit einer solchen unökonomischen Batterie kann man die erforderliche Kondensatorladespannung auch durch einen kleinen Transistorspannungswandler (Sperrwandler, Näheres zum Prinzip in [1]) aus einer Batterie von 1,2 bis 1,5 V erzeugen. Die Schaltung dafür kann sehr einfach ausgelegt werden. Bei Verwendung von Miniaturbauteilen und einer kleinen, wiederaufladbaren Knopfakkuzelle (1,2 V/50 mAh vom VEB Grubenlampenwerk Zwickau) wird dieser Zündeinsatz nicht größer als der einer üblichen, mit 22,5-V-Batterie ausgestatteten Kondensatorzündung. Da die Batterie des Transverters ständig wiederaufladbar ist, macht sich der anfängliche Materialaufwand schon sehr bald bezahlt.
C 1 ist der Zündkondensator, V die Vacublitzlampe, bei „Sync" wird der Kamerasynchronkontakt angeschlossen. Ein besonderer Einschalter entfällt; der Transverter wird beim Einsetzen der Vacublitzlampe automatisch eingeschaltet. Der Übertrager Ü hat nur 2 Wicklungen, die zur weiteren Vereinfachung gleiche Windungszahlen haben können. Man kann sie daher in einem Arbeitsgang aufbringen – auch der handelsübliche Kleinübertrager K 32 (Treibertrafo des Empfängers „Mikki") läßt sich unverändert benutzen (vgl. Bild 5 und 6, Abschnitt 2.1.). Eine besondere Sekundärwicklung ist entbehrlich, da bereits die Rückschlagspannung am Kollektor des Transistors die notwendige Höhe hat. Sie wird mit einer Diode gleichgerichtet (Diodenpolung beachten!) und lädt den Zündkondensator C 1 binnen 3 bis 4 s nach Einsetzen der Blitzlampe V auf 13 bis 15 V auf. Der Widerstand R 1 ist abhängig von den Transistordaten (für T kann man jeden beliebigen NF-Typ verwenden) und wird daher auf sicheres Anschwingen und möglichst kurze Aufladezeit ausprobiert. Der Transverter hat dann eine Stromaufnahme von etwa 5 mA. – Falls man

den Übertrager selbst anfertigt, benutzt man dafür aus Raumgründen zweckmäßig den Schalenkern 11 mm × 6 mm, Manifer 163 (A_L-Wert ≈ 500) vom VEB Keramische Werke Hermsdorf. L 1 und L 2 erhalten dann je etwa 70 Windungen mit geeigneter Drahtstärke (unkritisch, solange platzmäßig noch auf dem Kern unterzubringen, z. B. 0,12-CuL). Mit diesem Kerntyp läßt sich der gesamte Transverter einschließlich Knopfzellenakku (mit Ausnahme von C 1) bei einer vorhandenen 22,5-V-Kondensatorzündung in dem für die 22,5-V-Batterie vorgesehenen Raum unterbringen.

6. Sonderanwendungen

6.1. Der „elektronische Babywächter"

Bestimmungszweck: Vorzugsweise Überwachung von Kleinstkindern von anderen Räumen aus, Anwendung innerhalb der Wohnung oder in Kinderkrippen, auch zur Geräusch- und Feuchtigkeitsmeldung für andere Anwendungen geeignet
Betriebsspannung: 6 V
Stromaufnahme im Ruhezustand: maximal ≈ 0,5 mA (Bereitschaft)
Halbleiterzahl: 2 Transistoren, 2 Dioden
Besonderheiten: ständige Geräuschüberwachung des Säuglings ohne Geräuschbelästigung am Kontrollort – ständige Windelüberwachung auf Feuchtigkeit – keine Geräuschübertragung während dauernder Bereitschaft, Klingelzeichensignalisierung im Alarmfall – bedarfsweises Abhören des überwachten Raumes möglich – durch Parallelschaltung mehrerer Mikrofone und Kontaktwindeln können z. B. in Kinderkrippen bis zu 20 Kleinstkinder zugleich überwacht werden – weitere Anwendungsmöglichkeiten: Krankenpflege, Tierzuchtbetriebe, Gärtnereien u. ä.

Daß eine elektronische Überwachung des im Schlaf- oder Kinderzimmer untergebrachten Kleinstkinds mehr bedeutet als bloße Spielerei, bedarf keiner näheren Begründung. Üblich dafür ist eine kleine Abhörvorrichtung, die über eine Leitung jederzeit die akustische Kontrolle des Säuglings gestattet. Wer einige Zeit mit einer solchen Anlage gearbeitet hat, wird jedoch bald bemerken, daß eine einfache Abhöranlage für diesen Zweck recht unvollkommen ist. Abgesehen vom Aufwand, der bei den für diesen Zweck häufig benutzten Wechselsprech- und ähnlichen NF-Sprechanlagen oft unnötig hoch liegt, können diese Anlagen vielfach auch mit Rücksicht auf den Stromverbrauch nur bei Bedarf kontrollweise eingeschaltet werden. Eine Kontrolle der Babywindel läßt sich auf diese Weise auch kaum ermöglichen, so daß die Mutter erst dann aufmerksam wird, wenn das Kind bereits unruhig ist. Von einer zweckentsprechenden Anlage sollte man daher folgendes fordern: sowohl akustische Kontrollmöglichkeit des Geschehens im Kinderzimmer als auch Kontrolle des Feuchtezustands der Windel. Ferner soll die Anlage ständig in Betrieb sein und eine feucht gewordene Windel sofort mel-

den. Länger anhaltendes Geräusch oder Schreien des Kindes muß ebenfalls automatisch gemeldet werden, jedoch darf die Anlage nicht auf leise Fremdgeräusche und auch nicht auf kurze Geräusche reagieren, damit die Mutter nicht z. B. bei einem kurzen Husten des Kindes unnötig alarmiert wird. Schließlich soll die Kontrolle lautlos – also ohne ständige mehr oder weniger störende Geräuschübertragung – arbeiten, andererseits bei gegebenem Anlaß mit lautem Klingelzeichen auch die schlafende Mutter wecken können. Entsprechend dem Verwendungszweck ist ein möglichst einfacher, materialsparender Aufbau anzustreben, wobei ohne weiteres Zugeständnisse an die akustische Übertragungsqualität gemacht werden können (es kommt ja nicht auf gute Akustik an, sondern lediglich auf die Möglichkeit, überhaupt zu hören, was sich im Kinderzimmer tut).
Eine Schaltung, die diese Forderung erfüllt, zeigt Bild 30. Zum Kinderzimmer führt eine 3adrige Leitung, die bei wohnüblichen Entfernungen mit normalem kunststoffisoliertem Klingeldraht verlegt werden kann. Im Kinderzimmer sind in der Nähe des Kindes ein Mikrofon Mi und ein Steckanschluß für die Kontrollwindel mit den eingelegten Elektroden E 1 und E 2 installiert.
Als Mikrofon wird ein normales Kohlefernsprechmikrofon benutzt. Es genügt für diesen Zweck vollständig, ist sehr billig und hat den Vorteil, eine vergleichsweise sehr große NF-Spannung abzugeben. Die eigentliche Kontrollautomatik kommt dadurch mit nur 2 Transistoren aus. – Als Kontrollwindel kann ein übliches Einlegetuch benutzt werden, in das mit der Nadel in geringem Abstand voneinander (5 bis 8 mm) eine Anzahl blanker Kupferdrahtlitzen eingezogen werden. Sie werden am Tuchrand wechselseitig mit den zu E 1 und E 2 führenden dünnen Anschlußlitzen verbunden, so daß im Tuch stets 2 verschiedene Pole benachbart sind. Zweckmäßig fertigt man sich von dieser Kontrollwindel einige Exemplare als Reserve an. Die Windel ist jeweils mit einzulegen, so daß sie mit feucht wird. Die Feuchtigkeit stellt zwischen E 1 und E 2 eine leitende

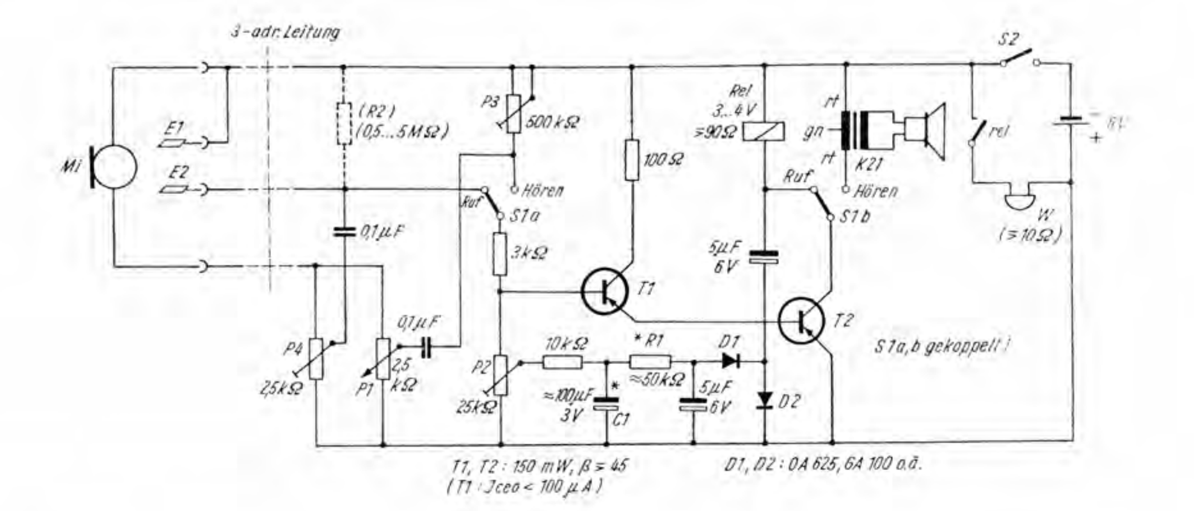


Bild 30 Der „elektronische Babywächter". E 1 und E 2 sind die Elektroden der Kontrollwindel. Mi ist ein Kohlemikrofon

Verbindung her – selbstverständlich sind die auftretenden Spannungen und Ströme völlig harmlos, sie werden vom Kind gar nicht bemerkt. Der Anschluß der Kontrollwindel an die Leitung erfolgt am Fußende des Bettes zweckmäßig mit Bananenstecker.

Die Schaltungsfunktion ist folgende: Hauptschalter S 2 ist im Normalfall eingeschaltet, Umschalter S 1a,b in Stellung „Ruf". Transistor T 1 hat (bei trockener Kontrollwindel) demzufolge keine Basisvorspannung (R 2 sei zunächst nicht vorhanden). Es fließt somit nur ein sehr geringer Kollektorreststrom, und auch T 2 wird daher bis nahe seinem Kollektorreststrom herabgeregelt. Relais Rel ist abgefallen, und das Gerät nimmt einen minimalen Reststrom auf (im allgemeinen noch unter 1 mA!). Sobald die Kontrollwindel feucht wird, besteht zwischen E 1, E 2 leitende Verbindung. Obwohl diese hochohmig sein kann, fließt in jedem Fall genügend Basisstrom für T 1, um diesen – und mit seinem Emitterstrom T 2 – so weit aufzuregeln, daß Rel zieht. Kontakt rel schließt, und der Wecker ertönt. Um sich zu vergewissern, was die Ursache des Signals ist, kann man S 1a,b in Stellung „Hören" bringen. Dabei wird die Basiszuleitung von T 1 von der Kontrollwindel ab- und auf einen festeingestellten Basisstromvorwiderstand P 3 umgeschaltet. Hier liegt gleichzeitig das vom Mikrofon Mi über P 1 ankommende NF-Signal an. P 1 dient in Stellung „Hören" von S 1 zum Einstellen der Abhörlautstärke und stellt neben S 1 und S 2 das einzige Bedienungsorgan dar. P 1 ist gleichzeitig (zusammen mit P 4) der Arbeitswiderstand des Mikrofons, das – wenn eine übliche hochohmige ZB-Sprechkapsel benutzt wird – ebenfalls nur sehr wenig Mikrofonstrom zieht. Mit S 1b wurde gleichzeitig Kollektor T 2 auf den Lautsprecherübertrager umgeschaltet (geeignet dafür ist jeder Transistorausgangskleinübertrager mit dazu passendem einfachem Kleinlautsprecher, z. B. die „Sternchen"-Teile). Die von Mi über P 1 und S 1a ankommende NF-Spannung wird über T 1 und T 2 verstärkt, so daß man abhören kann, ob das Kind schreit. Ist das nicht der Fall und trotzdem Alarm in Stellung „Ruf" vorhanden, so muß

die Windel feucht sein. Nach Windelwechsel wird S 1 in Stellung „Ruf" zurückgeschaltet.
Beginnt das Kind zu schreien, so gelangt die NF-Spannung diesmal über P 4 und S 1a (Stellung „Ruf") auf T 1 und wird zunächst in dessen Reststrombereich geringer verstärkt, ergibt aber trotzdem eine ausreichende Ansteuerung für T 2. Hier ist die Wicklung von Rel der Kollektorarbeitswiderstand. An ihr wird über 5 μF die verstärkte NF-Spannung abgenommen und in einer Spannungsverdopplerschaltung (D 1, D 2) gleichgerichtet. Die auf diese Weise erhaltene Gleichspannung bewirkt über das Verzögerungsglied R 1, C 1 einen allmählichen negativen Spannungsanstieg an C 1, der über P 2 als Vorspannung für T 2 wirksam wird und dessen Kollektorstrom steigen läßt. Dadurch erhöht sich die Gesamtverstärkung allmählich, mit ihr die Spannung an C 1 – bis nach einigen Sekunden beide Transistoren so weit heraufgeregelt sind, daß Rel anzieht und den Weckerruf auslöst. Durch Umschalten in Stellung „Hören" kann man sich nunmehr in der beschriebenen Weise vom Geschehen im Kinderzimmer überzeugen. Kurze Geräusche lösen keinen Alarm aus, weil in dieser Zeit C 1 nicht ausreichend weit aufgeladen wird, um T 1 und T 2 bis zum Ansprechen des Relais aufzuregeln. Nach Fortfall des kurzen Geräusches entlädt sich C 1 über P 2 allmählich wieder. Eine Signalgabe erfolgt daher nur, wenn das Kind in kurzen Abständen oder für längere Zeit schreit. Bei welcher Mindestlautstärke (Ansprechempfindlichkeit) die Anlage reagiert, muß einmalig je nach örtlichen Verhältnissen mit P 4 eingestellt werden. Da die Abhörlautstärke über P 1 geregelt wird, ist die Ansprechempfindlichkeit unabhängig von der zufälligen Stellung von P 1.
Die Verzögerungszeit, nach der die Signalgabe erfolgt, wird durch geeignete Wahl von C 1 und R 1 entsprechend den persönlichen Anforderungen bemessen. Bild 30 gibt dafür Richtwerte an. Da R 1 gleichzeitig die Ansprechempfindlichkeit verändert, wird man vorzugsweise C 1 ändern. Außerdem werden P 4 und P 2 erst dann eingestellt, wenn für R 1 der endgültige Wert gewählt wurde. Mit P 2 stellt man

zunächst die Ansprechempfindlichkeit grob ein – dieser Regler beeinflußt außerdem die Speicherzeit, d. h. die Zeit, für die C 1 nach Aufladung seine Spannung noch soweit behält, daß ein weiteres kurzes Geräusch zur Signalauslösung führt. Da diese Werte weitgehend den persönlichen Wünschen unterworfen sind, wird man P 2 und zuletzt P 4 so einstellen, daß sich insgesamt das gewünschte Verhalten der Automatik ergibt. Die Einstellung von P 4 wird sich auch nach vorhandenen Umgebungsgeräuschen richten, so daß z. B. Straßengeräusche auch bei längerer Einwirkung keine Auslösung ergeben, das – lautere – vom Kind verursachte Geräusch jedoch zur Auslösung führt. P 3 wird so eingestellt, daß sich in Stellung „Hören" von S 1 zwischen Kollektor und Emitter von T 2 etwa 3 V einstellen. Abschließend wird der Kollektorstrom von T 2 in Stellung „Ruf" bei trockener Kontrollwindel gemessen. Er soll bei etwa 0,5 mA oder wenig mehr liegen. Liegt er unter diesem Wert, so kann man durch Einfügen von R 2 (Wert nach Versuch) den erforderlichen Kollektorstrom von etwa 0,5 mA erreichen.
Als Relais eignet sich ein Kleinrelais mit den angegebenen Daten, beispielsweise der Typ GBR 0335-3 vom VEB WBN Großbreitenbach. Für die Speisung des Geräts empfehlen sich 4 Monozellen in Serie oder auch 3 Kleinakkus („Trokkenakku" Typ RZP 2) je 2 V in Serie. Bei nicht zu häufigem Alarm kann mit einem Satz von 4 Monozellen eine ununterbrochene Betriebszeit von nahezu 3 Monaten erreicht werden. Netzspeisung entfällt aus Sicherheitsgründen, böte auch angesichts des sparsamen Batterieverbrauchs keine Vorteile.

6.2. Die „elektronische Wasserwaage"

Bestimmungszweck: Kontrolle beliebiger Objekte auf waagerechte Lage oder Lageveränderung, mit Fernmeldung der Lageabweichung in 8 Seitenwinkeln – Anwendungen in Industrie, Handwerk, Sport zur Lagefernkontrolle beliebiger Objekte sowie als Alarmeinrichtung für Lageabweichungen, Diebstahl- und Berührungssicherungen u. ä.
Betriebsspannung: 4,5 V
Stromaufnahme (Ruhestrom): im Mittel ≈ 1 bis 10 mA

(Signalstrom) 70 mA bzw. je nach Signaleinrichtung
Halbleiterzahl: 2 Transistoren; erweitert: 3 Transistoren, 1 Diode

Besonders für Bastelanfänger und für Schülerversuche, aber auch für mancherlei andere ernsthafte Anwendungen geeignet ist eine „elektronische Wasserwaage". Das Gerät ermöglicht die Kontrolle eines Gefäßes und seiner Unterlage auf waagerechten Stand über einige Entfernung. Bild 31 a zeigt Aufbau und Schaltung. Ein beliebiges Gefäß mit flachem Boden (zwecks bequemer Einstellung empfiehlt sich ein durchsichtiges, z. B. gläsernes Gefäß) ist etwa zur Hälfte gefüllt mit Kochsalzlösung (Wasser mit 1 bis 2 Prozent Kochsalzanteil) und verschlossen mit einem Korkstopfen. Als Elektroden dienen – um Korrosionserscheinungen zu vermeiden – Graphitminen, die man durch Spalten weicher Bleistifte erhält. Im Mittelpunkt des Stopfens führt Elektrode 5 bis dicht über den Boden des Gefäßes in die Lösung. Längs des Umfangs – mit einem Abstand von wenigstens 5 mm zur Wandung – sind die Elektroden 1 bis 4 auf den Umfang gleichmäßig zu je 90° verteilt. Sie werden so tief eingeschoben, daß bei genau waagerecht stehendem Gefäß die Elektroden 1 bis 4 möglichst dicht über dem Wasserspiegel stehen, ohne ihn jedoch zu berühren. Bei geringem Verkanten des Gefäßes stellt das Wasser demzufolge eine leitende Verbindung zwischen Mittelelektrode 5 und mindestens einer der Elektroden 1···4 her. Je größer der Durchmesser des Gefäßes, um so geringere Neigung ist zur Kontaktgabe erforderlich. Gut eignen sich flache Glasschalen mit Durchmessern um 10 cm. Normalerweise sind bei genau waagerecht stehendem Gefäß die Schalter S 1···4 und S 5 in dem über 5adrige Leitung mit dem Gefäß verbundenen Kontrollgerät geschlossen. Sobald das Gefäß geneigt, erschüttert oder in seiner Lage verändert wird (Anwendungsmöglichkeit als Sicherung gegen Berühren oder Wegnahme darunterliegender Gegenstände!), ist Elektrode 5 mit einer der Elektroden 1···4, über diese und S 1···4 sowie R 1 mit der Basis T 1 verbunden. T 1 erhält Basisstrom, steuert T 2 durch, und Lampe La leuchtet auf. Die 2stufige Verstärkung ist erforderlich, da bei geringer Neigung der Übergangswider-

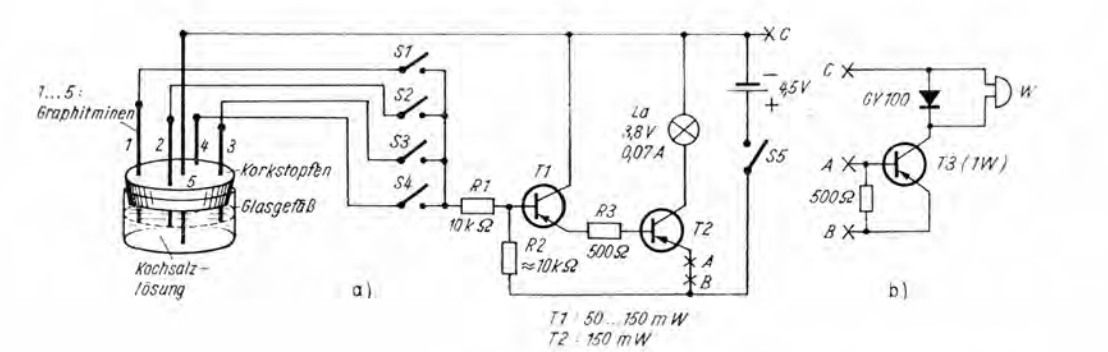


Bild 31 Schaltung und Aufbau der „elektronischen Wasserwaage“ (a) und Zusatzschaltung für Weckerbetätigung (b)

stand der Wasserkontaktstrecke bei 10 kΩ und mehr liegen kann, demzufolge also nur ein geringer Strom zustande kommt.
Durch probeweises Abschalten und nachfolgende Einzelanschaltung von S 1···4 kann nun leicht ermittelt werden, welche Elektrode Kontakt hat, d. h., nach welcher Seite das Gefäß geneigt ist. Haben 2 Elektroden zugleich Kontakt, so verläuft die Neigungsrichtung zwischen diesen beiden. Man kann daher 8 Neigungsrichtungen grob unterscheiden.
R 2 dient zur Reststromsenkung des Transistorverstärkers und wird so bemessen, daß Lampe La bei ausgeschalteten Schaltern S 1···4 gerade nicht mehr glimmt. Für La darf mit Rücksicht auf die Transistorbelastung nur der angegebene Typ verwendet werden. Für T 2 ist dann mit einem 150-mW-Transistor auszukommen. Beide Transistoren sollen nicht allzu hohen Reststrom haben, im übrigen sind ihre Daten unkritisch.
Soll die Anlage für Alarmzwecke oder zur akustischen Signalisierung benutzt werden, so sind ein dritter Transistor (beliebiger 1-W-Typ) und ein Wecker erforderlich. Bild 31 b zeigt die Zusatzschaltung. Die Emitterleitung von T 2 wird bei A und B aufgetrennt. Bei A···C wird die Zusatzschaltung (Bild 31 b) angeschlossen. Die Diode GY 100 (oder beliebige andere 0,1-A-Germaniumdiode) schützt T 3 vor Induktionsspannungen der Weckerspule. Lampe La kann entweder zusätzlich beibehalten werden, oder sie wird jetzt durch einen Widerstand mit 50 bis 60 Ω ersetzt.

6.3. Elektronische Berührungsschalter

6.3.1. Elektronische Berührungsschalter mit Thyratrons

Bestimmungszweck: Elektronische Ein- und Ausschaltvorrichtung mit Betätigung durch Berührung einer leitenden Fläche ohne mechanischen Schaltkontakt – Anwendungen als Schalter für im Dunklen zu ertastende Einrichtungen, wie Treppenlichtschalter, Raumbeleuchtungen – je nach Aufbau als Ein/Aus-Schalter oder als Zeit-Einschalter mit automatischer Wiederausschaltung verwendbar – weitere Anwendungen für Alarmanlagen, Berührungssicherungen, Schutzvorrichtungen zur automatischen Abschaltung berührungsgefährdeter Maschinen u. ä.
Betriebsspannung: Netz 220 V~

Netz-Leistungsaufnahme: ≈ 4 bis 5 W (Bereitschaft)
Halbleiter: 1 Netzgleichrichter
Röhren: 2 Thyratrons Z 5823
Besonderheiten: kontaktlose Betätigung durch Berühren beliebig geformter feststehender Elektrodenflächen – Auslegung für getrennte Ein/Aus-Schaltflächen oder für automatische Ausschaltung nach voreingestellter Zeitdauer möglich – speziell geeignet für netzbetriebene Anlagen

Thyratrons sind gasgefüllte Kaltkatodenröhren, die keine Heizung brauchen und funktionell mit der Glimmlampe verwandt sind. Sie können als Schaltorgane (Relaisröhre) Verwendung finden. Näheres über Funktion und Anwendung von Thyratrons bringt [1].
Die in den folgenden Schaltungen benutzten Thyratrons vom Typ Z 5823 ähneln äußerlich einer Rundfunkröhre etwa vom Typ EC 92 und haben wie diese einen 7-Stift-Miniaturröhrensockel. Die Anodenspannung dieses Typs soll bei etwa 130 V liegen, wobei das Thyratron zunächst nicht zündet. Wird an seine Starterelektrode St eine Spannung von mindestens 85 V angelegt, so zündet die Hauptstrecke Katode–Anode des Thyratrons, und es fließt ein Strom, der bis maximal 25 mA betragen darf. Äußerlich ist der Zustand des Thyratrons an seiner Gasfüllung zu erkennen, die beim gezündeten Thyratron deutlich sichtbar bläulich aufleuchtet. Das einmal gezündete Thyratron ist mit der Starterelektrode nicht mehr beeinflußbar und läßt sich nur durch Absenken der Anodenspannung wieder löschen. Sein Anodenstrom kann z. B. ein Relais betätigen.
Bild 32 zeigt einen einfachen Berührungsschalter, bei dem die typischen Thyratroneigenschaften mit einer etwas ungewöhnlichen Zündmethode ausgenutzt werden. Im Mustergerät war dieser Berührungsschalter im Fuß einer Tischleuchte eingebaut und schaltete deren Lampe La bei leichter Berührung des Leuchtenständers ein und aus. Die Funktion soll an diesem Beispiel erklärt werden.
Das Relais Rel schaltet mit seinem Kontakt rel die Lampe. Über einen Selengleichrichter wird ferner ständig eine Gleichspannung für die Thyratrons erzeugt. Die Thyratrons arbeiten abwechselnd, eines von beiden ist also dauernd gezündet, und es fließt ein ständiger Strom von 15 mA durch den gemeinsamen Anodenvorwiderstand

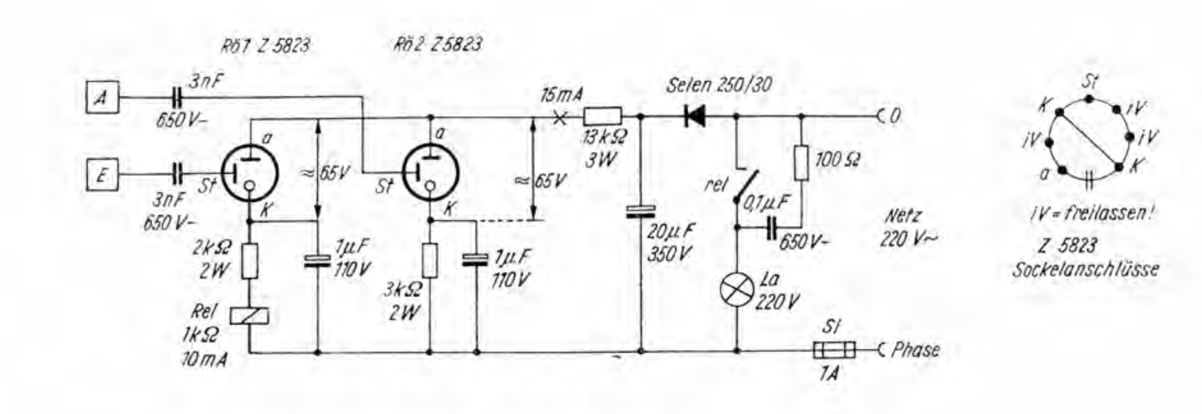


Bild 32 Berührungsschalter mit Thyratrons. Bei leichter Berührung der Kontaktflächen E und A erfolgt der Schaltvorgang. Das Sockelschaltbild des Thyratrons Z 5823 ist mit angegeben

13 kΩ/3 W (Wert genau einhalten!). Angenommen sei, Rö 2 habe gezündet, Rö 1 ist verlöscht, Rel somit stromlos, rel geöffnet, La ausgeschaltet. Nunmehr wird die metallische Kontaktfläche E (= Einschaltfläche) mit dem Finger berührt. Entsprechend der angegebenen (für richtige Funktion einzuhaltenden) Netzpolung liegt Netzphase (dieser Pol führt die Netzspannung gegen Erde) über Si und den 1-μF-Katodenelko der Rö 1 an deren Katode. Beim Berühren von E kommt nun über die Katode-Starter-Strecke Rö 1 ein geringer Stromfluß zustande, wobei der 3-nF-Kondensator diesen auf einen unmerklichen und nach TGL zulässigen Wert begrenzt. Da es sich um Wechselspannung handelt, kommt ein Stromfluß von einigen zehn Mikroampere auch dann zustande, wenn der Berührende isoliert gegen Erde steht (Teppich o. ä.), da hierfür allein schon die Erdkapazität ausreicht. Für den Zündvorgang hat es keine Bedeutung, daß der Starterstrom ein Wechselstrom ist. Der geringe Stromfluß (Prinzip des Phasenprüfers bzw. Glimmlampenpolprüfstifts) reicht aus, um Rö 1 zu zünden. Da ihr Katodenelko zunächst noch nicht geladen ist, liegt die Katode anfänglich auf Potential der gemeinsamen Phasenleitung. Sobald sich nach Zündung an der Katoden-Anoden-Strecke die Brennspannung von 65 V einstellt, sinkt die Anodenspannung beider Röhren auf diesen Wert ab. Rö 2, die gezündet war, hat ihren Katodenelko durch Spannungsabfall am 3-kΩ-Widerstand auf etwa 45 bis 50 V aufgeladen. An ihrer Katode stehen daher +45 V, an ihrer Anode jedoch, sobald Rö 1 zündet, nur +65 V. Die für die Katoden-Anoden-Strecke der Rö 2 verbleibende Spannung von 20 V reicht nicht mehr aus – Rö 2 verlischt. Ihr Katodenelko entlädt sich anschließend sofort über den 3-kΩ-Widerstand. Der durch die nun gezündete Rö 1 fließende Strom bringt nach Aufladung des Katodenelkos von Rö 1 das Relais Rel zum Anzug. rel schaltet die Lampe La ein. Durch Spannungsabfall am Katodenwiderstand der Rö 1 ($2\,k\Omega + R_{Rel}\,1\,k\Omega = 3\,k\Omega$) hat jetzt deren Katode etwa 45 V gegen die gemeinsame Phasenzuleitung, und für die gelöschte Rö 2 steht diese Spannung zuzüglich Brenn-

spannung 65 V der Rö 1, also etwa 110 V, als Anodenspannung zur Verfügung. Damit ist Rö 2 zündbereit. Wird jetzt die Ausschaltelektrodenfläche A berührt, so zündet über die Starterelektrode Rö 2 in der bereits bei Rö 1 beschriebenen Weise. Da ihr Katodenelko entladen ist, senkt jetzt sie die Anodenspannung ab und bringt damit Rö 1 zum Verlöschen. Dadurch fällt Rel ab, und La verlischt.

Das Ein- und Ausschalten wird also durch bloßes leichtes Berühren beliebiger Schaltflächen – die lediglich nicht gar zu große Kapazität gegen Erde haben dürfen und gut isoliert anzuordnen sind – bewirkt. Bei der als Versuchsmuster dienenden Tischleuchte wurde mit E das Lampenschirmdrahtgestell, mit A der metallene Ständer verbunden, so daß ein Berühren des Schirmes an beliebiger Stelle das Einschalten, Berühren des Ständers das Ausschalten bewirkte.

Anwendungsmöglichkeiten sind denkbar für Signalanlagen, Berührungssicherungen (Tresorwarnanlage – ein Metalltresor kann isoliert aufgestellt und mit E verbunden werden, die Automatik läßt sich im Tresorinneren unterbringen) oder auch für großflächige Einschaltvorrichtungen, die „ohne hinzusehen" oder im Dunklen zu finden sein sollen. Dies kann z. B. für eine Treppenlichtautomatik angewendet werden. Für derartige Fälle läßt sich das Prinzip des Thyratronberührungsschalters auch leicht zum Zeitschalter erweitern. Der Schalter hat dann nur eine Einschaltelektrode und schaltet sich nach Ablauf einer gewissen Verzögerungszeit von selbst wieder aus. Bild 33 zeigt die Schaltung für einen solchen Berührungszeitschalter.

Das Prinzip entspricht Bild 32. Im Ruhezustand ist stets Rö 2 gezündet. Sobald E berührt wird, kommt es in der beschriebenen Weise zur Zündung der Rö 1. Ein Unterschied besteht jetzt darin, daß der Katodenwiderstand hochohmiger ist und demzufolge ein höherer Spannungsabfall auftritt. Der gemeinsame Anodenwiderstand ist mit 7,5 kΩ so bemessen, daß ein Anodenstrom von 20 mA fließt und an der Katode der gezündeten Röhre Rö 1 ein Spannungsabfall von rund 120 V auftritt. Dieser Wert liegt über der

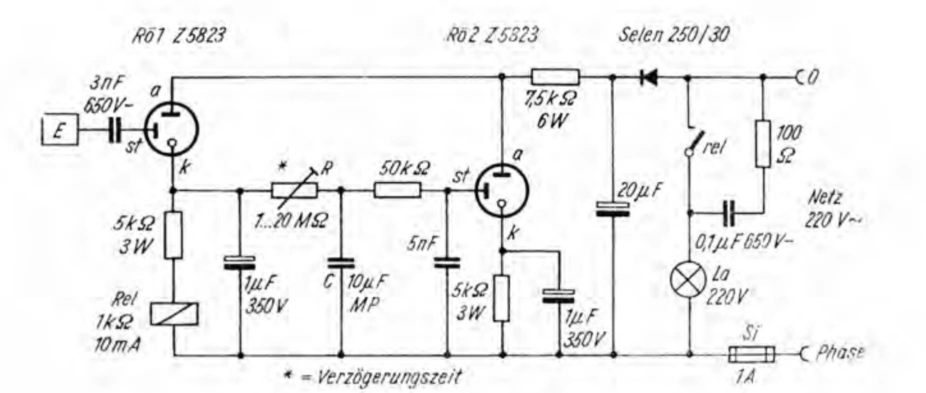


Bild 33 Thyratronberührungszeitschalter. Bei leichter Berührung der Kontaktfläche E erfolgt Einschaltung, nach Ablauf einer Verzögerungszeit selbsttätiges Abschalten

für den Starter des Thyratrons erforderlichen Zündspannung (85 V). Sobald durch Berühren von E Rö 1 gezündet hat, steht an der Katode Rö 1 eine Spannung von etwa 120 V; Rö 2 ist beim Zünden von Rö 1 in der beschriebenen Weise verlöscht.

Über R wird jetzt allmählich Kondensator C aufgeladen. Sobald die Spannung an C den Wert von 85 V erreicht hat – wann das der Fall ist, hängt von der Dimensionierung der zeitbestimmenden Glieder R und C ab –, zündet die Starterstrecke von Rö 2 und mit ihr die Hauptstrecke k–a dieser Röhre. Wegen des zunächst nicht geladenen Katodenelkos von Rö 2 kommt es zu dem erwähnten Absinken der Anodenspannung, wodurch Rö 1 gelöscht wird. Rel fällt ab und schaltet La wieder aus. C entlädt sich danach rückwärts über R und Rel, womit das Gerät für erneutes Einschalten bereit ist. Die Zeitdauer der Einschaltung mit Anziehen von Rel bis zum selbsttätigen Abschalten von Rel hängt von R und C ab. Mit den angegebenen Werten lassen sich Verzögerungszeiten zwischen etwa 10 s und 4 min erreichen. C muß ein hochwertiger Foliekondensator mit bester Isolation sein, um das Aufladen über den sehr hochohmigen Widerstand R nicht zu beeinträchtigen. Beim Netzanschluß ist auf richtige Polung zu achten.

6.3.2. Elektronische Berührungsschalter mit Transistoren

Bestimmungszweck: wie unter 6.3.1.
Netz-Leistungsaufnahme: maximal ≈ 1 W Wirkleistung (Bereitschaft)
Netz-Stromaufnahme: ≈ 25 mA (Blindstrom)
Halbleiter: 4 Transistoren, 5 Dioden (bzw. 1 Diode, 1 Selen-Brückengleichrichter)
Röhren: keine
Besonderheiten: wie 6.3.1., jedoch bei Verwendung von Transistoren an Stelle von Thyratron-Röhren – nur für Netzbetrieb geeignet

Das Prinzip der Auslösung eines Schalters durch einen geringen Berührungsstrom (Körperstrom) läßt sich (nach einem Vorschlag von *G. Pichl*) auch für Transistoren anwenden. Bild 34 zeigt die Schaltung. A und E sind die bereits im vorigen Abschnitt erwähnten Einschalt- bzw. Ausschaltkontaktflächen. T 1 und T 4 arbeiten als Impedanz-

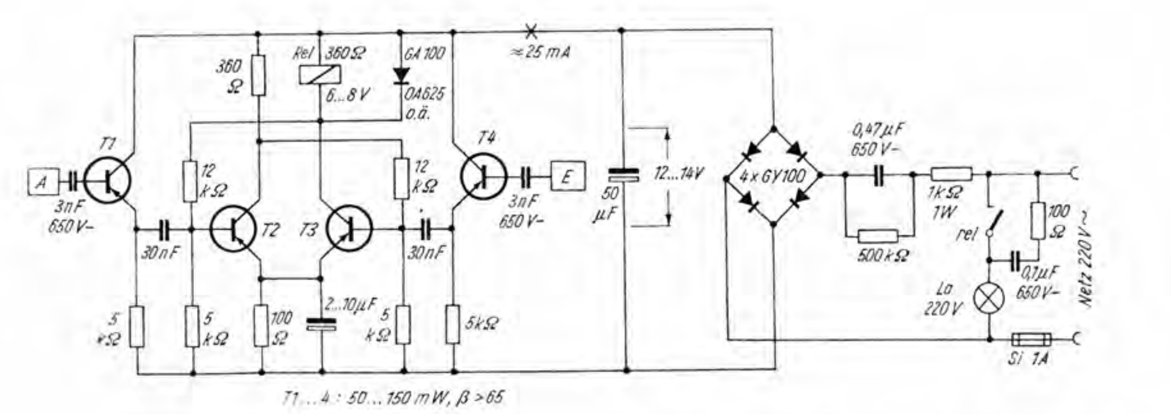


Bild 34 Berührungsschalter mit Transistoren (nach G. Pichl)

wandler ohne Basisvorspannung. Bei Berührung einer der Flächen A oder E kommt es am Emitter T 1 bzw. T 4 zu kurzen Spannungsimpulsen entsprechend der Wechelstromhalbwelle, für die die Basis-Emitter-Strecke des Transistors durchlässig ist. Die 3-nF-Kondensatoren begrenzen den Stromfluß auf das zulässige Maß. Ihre durch Gleichrichtungseffekte an der Transistorbasis entstehende Aufladung ist ohne Bedeutung, da der eigentliche Schalter sofort reagiert und die Aufladung anschließend über den Reststromeinfluß des Transistors wieder beseitigt wird. Der eigentliche Schalter wird hier durch einen bistabilen Multivibrator T 2, T 3 gebildet. Näheres zur Funktion des bistabilen Multivibrators ist in [1] zu finden.

Wird Einschaltfläche E berührt, so bewirken die am Emitter T 4 auftretenden Spannungsimpulse ein Durchsteuern von T 3, wobei Rel anzieht und mit rel den Verbraucher (Lampe La) einschaltet. Da hierbei die Kollektorspannung an T 3 absinkt, wird die Basis von T 2 positiv gegen dessen Emitter, T 2 sperrt, und über sein jetzt hohes Kollektorpotential bleibt T 3 ständig geöffnet.

Wird Ausschaltfläche A berührt, so werden T 1 und T 2 angesteuert. Dadurch sinkt das Kollektorpotential von T 2 ab, was zur Folge hat, daß die Basisspannung für T 3 ausfällt und T 3 sperrt. Rel fällt ab, und das dabei ansteigende Kollektorpotential an T 3 hält nunmehr T 2 geöffnet. Funktionell verhält sich also diese Schaltung trotz ihrer andersartigen Technik ebenso wie der Thyratronberührungsschalter. Diese Schaltung kann leicht auch für andere Relaisdaten dimensioniert werden. Hinweise zur Dimensionierung des bistabilen Multivibrators sind ausführlich in [1] enthalten.

Nach dem gleichen Verfahren läßt sich auch ein Berührungszeitschalter mit Transistoren (als funktionelle Parallele zu der in Bild 33 gezeigten Thyratronschaltung) aufbauen. Dazu wird nur die Einschaltfläche mit einem Transistor (T 1 bzw. T 4 in Bild 34) vorgesehen. Dessen Emitterimpulse steuern jetzt einen monostabilen Multivibrator in gleicher Weise an. Der monostabile Multivibrator wirkt als

Zeitschalter. Auf ein Schaltbeispiel dafür wird verzichtet, da auch diese Multivibratorform ausführlich in Anwendungsbeispielen und mit Dimensionierungshinweisen in [1] behandelt ist. Ein solcher monostabiler Multivibrator kann demgemäß ohne weiteres in Bild 34 an die Stelle von T 2···4 treten und von T 1 angesteuert werden.
Die Stromversorgung erfolgt in der Schaltung nach Bild 34 unmittelbar aus dem Netz über Vorschaltkondensator. Dessen Wert – im Beispiel 0,47 μF – hängt von der Stromaufnahme des Multivibrators ab, diese wiederum von seiner (ggf. auf ein vorhandenes Relais abgestimmten) Dimensionierung. Die Verwendung des Vorschaltkondensators setzt voraus, daß der Multivibrator symmetrisch ist, d. h., insbesondere beide Kollektorwiderstände müssen gleich groß sein, so daß stets die gleiche Stromaufnahme aus dem Netzteil erfolgt. Der Vorschaltkondensator wird bei anderer Dimensionierung der Transistorschaltung so bemessen, daß sich am 50-μF-Ladekondensator die erforderliche Betriebsspannung von etwa 6···14 V₋ (je nach Relais) einstellt. Für die Gleichrichtung der Betriebsspannung kann in diesem Fall die Graetz-Schaltung mit 4 Germaniumdioden oder ein kleiner 20-V-Graetz-Gleichrichter auf Selenbasis benutzt werden. Ein Vorteil der Transistorschaltung gegenüber der Thyratronschaltung ist u. a., daß hierbei die Polung des Netzanschlusses keine Bedeutung hat.

6.4. Geiger-Müller-Strahlungsindikator

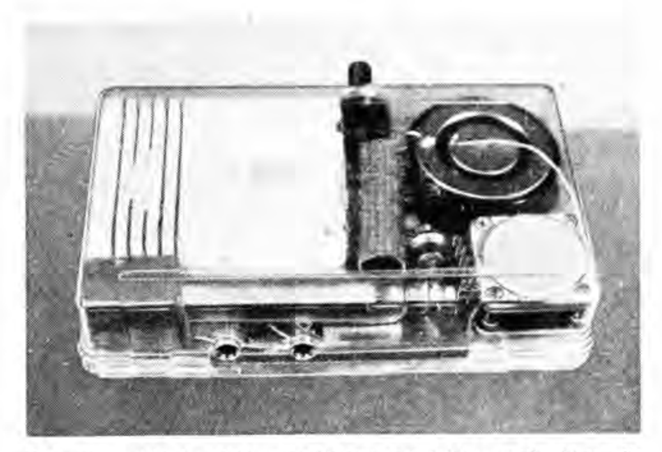
Bestimmungszweck: Nachweis radioaktiver Strahlungen
Betriebsspannung: 4,5 V (Batterie)
Betriebsstromaufnahme: im Mittel etwa 20 bis 30 mA
Zählrohr-Betriebsspannung: ≈ 500 V (mittels Transverter erzeugt)
Zählrohr-Typ: selbstlöschendes Halogenzählrohr
Halbleiterzahl: 3 Transistoren, 1 Siliziumdiode
Besonderheiten: Ausführung als batteriegespeistes Taschengerät mit akustischer Strahlungsanzeige und Ausgang für Impulszähleranschluß

Zum Nachweis radioaktiver Strahlung werden Strahlungsindikatoren benutzt, die fast immer mit einem sogenannten Geiger-Müller-Zählrohr arbeiten. Es ist im Rahmen dieser Broschüre nicht möglich, näher auf das umfangreiche



Strahlungsindikator für Gammastrahlung (Zählrohrindikator) nach Bild 35; Deckel geöffnet. Rechts oben Hörkapsel, darunter rechts Einschalter und Batterie. Links oben der Transverter für die Zählrohrarbeitsspannung. Das Zählrohr liegt – im Foto verdeckt – links senkrecht neben der Batterie, darüber T 2, T 3

Gebiet der Kernstrahlungsmessung und auf die Funktion eines Zählrohrs einzugehen. Der interessierte Leser findet diese Einzelheiten sehr anschaulich dargestellt in [9]. Es soll aber ein Schaltbeispiel für einen Geiger-Müller-Strahlungsindikator gegeben werden, da gelegentlich auch dem Amateur bereits Zählrohre – u. a. aus Altbeständen oder wegen Alterung „ausrangierte" Exemplare, die für amateurmäßige Zwecke jedoch noch gut brauchbar sein können – zur Verfügung stehen und derartige Versuche nicht nur als Schulversuche von großem Wert sind, sondern auch für die vormilitärische Ausbildung. Schon hier sei die Frage nach dem „radioaktiven Untersuchungsobjekt" beantwortet: Für Funktionsproben des Indikators tut es bereits die Leuchtfarbe einer Armbanduhr (allerdings enthält nicht jede



Unterseitenansicht des Strahlungsindikators nach Bild 35. Rechts hinten die Hörkapsel H, rechts vorn Transverter L 1 ··· L 3, vorn quer das Zählrohr CTC-1, unter diesem die Ausgangsbuchsen A für Impulsabnahme zwecks Zählung. Als Gehäuse dient eine durchsichtige Plastedose mit angelenktem Deckel, der vorn über der Hörkapsel durchbrochen wurde. Die zu registrierende Gammastrahlung durchdringt das Gehäuse praktisch ungeschwächt

Leuchtfarbe radioaktives Material) als – freilich recht schwaches – „radioaktives Präparat", wogegen die Leuchtbeschriftungen älterer Flugzeugbordinstrumente u. ä. oft recht kräftige (ungefährliche, aber deutlich nachweisbare) Strahlung aussenden. Auch die Röntgenstrahlung einer Demonstrationsröntgenröhre im Physikunterricht der Oberschulen läßt sich deutlich nachweisen. Schließlich liefert das Staatliche Versorgungskontor für Unterrichtsmittel und Schulmöbel in Leipzig ein spezielles radioaktives Präparat als Physiklehrmittel, das nur wenige MDN kostet und in vielen Schulen bereits vorhanden sein dürfte. Des weiteren sind heute auch in der Industrie radioaktive Isotope an Füllstands- oder Dickenmeßeinrichtungen, zum Schutze gegen statische Aufladungen an Maschinen (Papierindustrie) usw. keine Seltenheit mehr.

Bild 35 zeigt die Schaltung eines einfachen, bei Vorhandensein des Zählrohrs auch vom Amateur leicht aufzubauenden Strahlungsindikators. Im Mustergerät fand als Zählrohr ZR

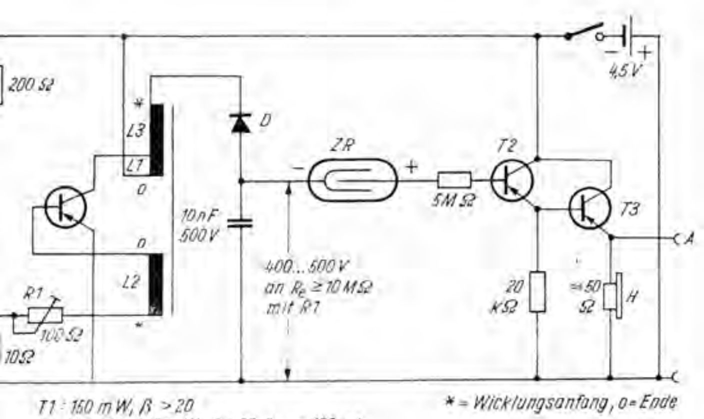


Bild 35 Geiger-Müller-Strahlungsindikator, ein Nachweisgerät für radioaktive Strahlung

ein sowjetischer Typ CTC 1 Verwendung. In der DDR werden Zählrohre vom VEB Vakutronik Dresden gefertigt, allerdings zu Preisen, die die Anschaffung für den Amateur kaum lohnend erscheinen lassen. Geeignet für die gezeigte Schaltung ist jedes selbstlöschende Halogenzählrohr mit einer Betriebsspannung („Plateauspannung") bei 400 bis 500 V.

Diese erforderliche Zählrohrspannung wird mittels Transistorsperrwandler (Transverter, Näheres dazu wiederum in [1]) aus der Batteriespannung 4,5 V erzeugt. Transistor T 1 arbeitet mit dem Übertrager als Sperrwandler. Mit R 1 wird die Zählrohrspannung am 10-nF-Ladekondensator auf den für das Zählrohr erforderlichen Betriebswert eingestellt. Da diese Spannung sehr lastabhängig ist, muß sie mit hochohmigem Meßinstrument (Innenwiderstand größer als 10 MΩ, möglichst etwa 20 MΩ; Röhrenvoltmeter verwenden!) gemessen werden. Die Gleichrichtung erfolgt mit einer Siliziumdiode D, deren Sperrspannung der Zählrohrspannung entsprechen bzw. etwas höher sein muß. Geeignet sind Silizium-Kleinflächendioden vom Typ OA 905, even-

tuell auch die für Fernsehempfänger-Netzgleichrichter üblichen Siliziumdiodentypen. Andere Gleichrichter, insbesondere Selengleichrichter, sind kaum geeignet.

Um für die erforderliche hohe Spannungstransformation (über 1:100!) mit möglichst geringer Sekundärwindungszahl auszukommen, wurde die Sekundärwicklung L 3 des Übertragers mit der Primärwicklung L 1 in Serie geschaltet, so daß die primärseitige Rückschlagspannung mit ausgenutzt werden kann.

Im Mustergerät wurde der Übertrager gewickelt auf einen Schalenkern 14 mm × 28 mm, Manifer 153, A_L-Wert 425 (VEB Keramische Werke Hermsdorf). L 1 = 60 Wdg., 0,12-CuL; L 2 = 25 Wdg., 0,12-CuL, L 3 = 1500 Wdg., 0,08-CuL.

Jedes Strahlungsteilchen innerhalb der Strahlungsart und Energie, für die das Zählrohr bestimmt ist, bewirkt beim Durchfliegen des Zählrohrs einen Ionisationsvorgang, der lawinenartig anwächst und am Ausgang des Zählrohrs (Pluspol in Bild 35) einen Spannungsimpuls ergibt. Die Zahl der auftretenden Spannungsimpulse ist der Zahl der ionisierenden Strahlungsteilchen direkt proportional, die Zahl innerhalb einer Zeiteinheit demzufolge der Strahlungsintensität. Das Zählrohr muß hochohmig abgeschlossen werden, weshalb seinem 5-MΩ-Arbeitswiderstand 2 Transistoren in Kaskadenschaltung als Impedanzwandlerstufen nachgeschaltet sind. Diese Transistoren erfüllen die Funktion einer Anpassung und Leistungsverstärkung. Eine Spannungsverstärkung ist nicht erforderlich, da der Zählrohrimpuls ohnehin in der Größenordnung einiger Volt liegt. Die einzelnen Impulse werden mit einem Hörer H hörbar gemacht. Dies kann prinzipiell ein Kopfhörer sein. Im Mustergerät wurde eine normale Posthörkapsel eingesetzt, die als „Lautsprecher" arbeitet. Die einzelnen Impulse sind als Knackgeräusche deutlich zu hören. Parallel zu H kann man über Ausgangsbuchsen die Impulse bei A für Zählzwecke abnehmen. Hierfür eignet sich allerdings kein mechanisches Zählwerk, sondern nur noch ein elektronischer Impulszähler, da die einzelnen Impulse statistisch verteilt auftreten und in zeitlich sehr kurzem Abstand folgen können. Ein

geeigneter elektronischer Impulszähler ist z. B. in [1] beschrieben. Mit einer solchen Impulszählvorrichtung kann der Strahlungsindikator zur meßtechnischen Erfassung der Strahlungsintensität benutzt werden.
Das Zählrohr spricht bereits auf die von der kosmischen Strahlung herrührenden, überall auf der Erde vorhandenen Teilchen an. Die dadurch bereits ausgelöste Impulsanzahl je Minute – sie liegt bei derartigen Zählrohren bei etwa 20 bis 30 Impulsen je Minute – wird als „Nulleffekt" bezeichnet. Man beobachtet also auch ohne Vorhandensein eines radioaktiven Präparats bereits in unregelmäßigem Abstand auftretende Knackgeräusche. Durch Auszählen der Impulse über einige Minuten kann man den Nulleffekt seines Zählrohrs bestimmen. Bereits bei Annähern einer Armbanduhr mit radioaktivem Leuchtzifferblatt beobachtet man eine deutliche Steigerung der Impulszahl. Oberhalb einiger 100 Imp/min geht das unregelmäßige Knacken allmählich in ein Prasseln, bei noch höherer Impulszahl (bis etwa 100 000 Imp/min) in ein scharfes Zischen, später in Rauschen über, um bei weiter steigender (bereits gefährlich hoher, beim Amateur nicht auftretender) Strahlungsdichte allmählich leiser zu werden. Hierfür sind Effekte verantwortlich, auf die an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden kann [9].

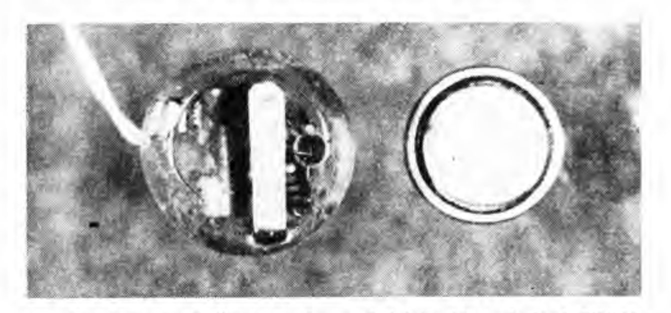
6.5. Kleinstinduktionshörsonde

Bestimmungszweck: Abhören magnetischer Wechselfelder im NF-Bereich, Anwendungen zur Verfolgung unsichtbar verlegter Leitungen, als Hörgerät für Induktionsschleifen (Schwerhörigenanlagen u. ä.) und als Telefon-Mithöradapter zum postgenehmigungsfreien Mithören von Telefongesprächen am Teilnehmerapparat
Betriebsspannung: 1,5 V (Miniaturbatterie)
Stromaufnahme: etwa 10 mA
Halbleiterzahl: 2 Transistoren
Besonderheiten: sehr einfache Schaltung, geringer Aufwand. Extrem kleiner Aufbau möglich.

Bild 36 zeigt die Schaltung einer extrem klein aufzubauenden Induktionshörsonde. Das Prinzip ist nicht neu, die gezeigte Schaltung jedoch wegen ihrer Einfachheit interessant. Die Hörsonde kann beispielsweise zum Mithören von Tele-



Kleinstinduktionshörsonde nach Bild 36. Zum Größenvergleich Ohrhörer KN 03 (links) und einzelne Knopfakkuzelle 1,2 V/225 mAh (VEB Grubenlampenwerk Zwickau). Als Fangspule F wurde ein Kleinstübertrager K 20 mit offenem Kern benutzt. Eng um diesen sind die übrigen Bauelemente angeordnet, das Ganze ist kompakt in Gießharz vergossen (Einzelheiten zur Gießharztechnik in Band 59 dieser Reihe). Der stoß- und wasserfeste Gußblock trägt oben die Knopfzelle, die man nach Gebrauch herausnimmt, womit ein Einschalter entfällt. Mit der Unterseite wird der Gußblock dem nachzuweisenden Magnetfeld (Telefongehäuse o. ä.) angenähert



Aufsicht auf die in Gießharz eingebettete Induktionshörsonde (nach Bild 36) bei entfernter Knopfzelle. Aus dem Gußblock treten lediglich Hörerleitung und 2 Batteriehaltefedern aus. Die halbringförmige Blattfeder hält die seitlich einzuschiebende Knopfzelle oberhalb ihrer Randnaht fest. Die darunterliegende Blattfeder stellt den Kontakt zum Boden der Knopfzelle her

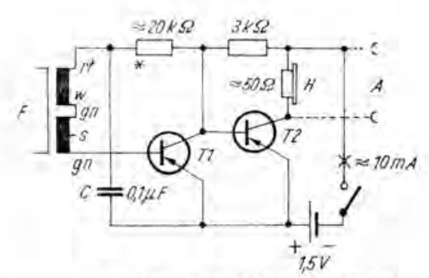


Bild 36 Kleinstinduktionshörsonde

fongesprächen (als „zweiter Hörer") am Teilnehmerapparat dienen. Ebenso wie dies für induktive Telefonadapter bekannt ist, nähert man die Hörsonde – sie stellt nichts anderes dar als die Vereinigung des Adapters bzw. der Fangspule mit dem zugehörigen Verstärker – dem Telefongehäuse an günstiger Stelle, so daß die Fangspule F vom magnetischen Streufeld des Fernsprechübertragers getroffen wird. Ferner eignet sich die Hörsonde zum Verfolgen stromführender Starkstromleitungen unter Putz, zur Aufnahme von NF-Übertragungen aus Induktionsschleifen usw. Bei Verwendung einer Kleinstbatterie (1,2 V/50 mAh-Knopfakkuzelle vom VEB Grubenlampenwerk Zwickau) kann das komplette Gerät nach Bild 36 – mit Ausnahme des Hörers – in etwa dem halben Volumen einer Streichholzschachtel untergebracht werden, wobei man aus Raumgründen auf einen Einschalter verzichtet und statt dessen die Batterie bei Nichtgebrauch herausnimmt. Beim Mustergerät wurden sämtliche Einzelteile (ausschließlich Batterie und Hörer) direkt an der Fangspule montiert und kompakt mit Gießharz zu einem nur wenige Kubikzentimeter großen, als Sonde gehandhabten Block vergossen.

Die Transistoren T 1 und T 2 sind direkt gekoppelt. Damit möglichst große Empfindlichkeit erreicht wird, empfehlen sich Exemplare mit hohem Stromverstärkungsfaktor β, die möglichst reststromarm sein sollen. Als Hörer eignet sich

jede niederohmige Hörkapsel, u. a. eine übliche Fernsprechhörkapsel oder – besser, weil räumlich kleiner und direkt am Ohr zu tragen – der niederohmige Ohrhörer KN 03. Der Basiswiderstand für T 1 (mit Sternchen bezeichnet) richtet sich nach den Exemplardaten von T 1 und wird auf maximale Lautstärke ausprobiert. Kondensator C ist für Telefonmithörzwecke vorteilhaft mit nur 0,1 μF zu bemessen, wodurch sich für Frequenzen unterhalb etwa 300 Hz eine Gegenkopplung ergibt, die eine Aufnahme von Netzbrummen weitgehend verhindert. Soll das Gerät auch für Netzleitungssuche benutzt werden, so wird C mit etwa 5 μF bemessen.

Parallel zu H kann man, wie punktiert angedeutet, ggf. die NF-Spannung abnehmen und sie anderen Geräten, z. B. dem Eingang eines Tonbandgeräts, zuführen. Als Betriebsspannung sind 1,2 bis 1,5 V ausreichend. Die Stromaufnahme beträgt bei richtiger Ermittlung des Basiswiderstands für T 1 etwa 10 mA.

Als Fangspule fand beim Mustergerät mit sehr gutem Erfolg ein Kleinübertrager Typ K 20 Verwendung, dessen Kernbleche einseitig gestapelt wurden, so daß ein offener E-Kern entstand. Sämtliche Wicklungen des K 20 sind in Serie geschaltet. Dabei empfiehlt sich probeweises Vertauschen der beiden grünen Drähte, um die richtige Polung (größere Lautstärke) zu finden.

Literaturhinweise

[1] Jakubaschk, Das große Elektronikbastelbuch, Deutscher Militärverlag 1965, Berlin

[2] Jakubaschk, Elektronikschaltungen für Amateure, Band 28 der Reihe „Der praktische Funkamateur"

[3] Strenglein, Phase demodulator needs no tuning, Electronics 38 (1965), H. 20, S. 99

[4] Müller/Illmer, in Zeitschrift „radio und fernsehen" (VEB Verlag Technik, Berlin), 1965, H. 18

[5] Zeitschrift „Radio" (UdSSR), 1965, H. 12, S. 22

[6] Streng, Stromversorgungsteile für Sende- und Empfangsanlagen, Band 49 der Reihe „Der praktische Funkamateur"

[7] Zeitschrift „Funktechnik", 1964, H. 22, S. 812, und dortige Literaturnachweise

[8] Ehle, in Zeitschrift „Jugend und Technik" (Verlag Junge Welt), 1965, H. 12

[9] Langhans, Kernstrahlungsmeßgeräte, 2. Auflage 1961, Deutscher Militärverlag, Berlin

Zeitschriften

„Jugend und Technik" (Verlag Junge Welt, Berlin)
„technikus" (Verlag Junge Welt, Berlin)
„funkamateur" (Deutscher Militärverlag, Berlin)
„radio und fernsehen" (VEB Verlag Technik, Berlin)
„Radio" (Moskau, UdSSR)
„Funktechnik" (Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde)

sowie zahlreiche Titel der vorliegenden Broschürenreihe

1.–15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1967
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Sonja Topolov
Typografie: Günter Hennersdorf
Titelbild sowie übrige Fotos: Hagen Jakubaschk
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann
Vorauskorrektor: Evelyn Lemke Korrektor: Marianne Bock
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam, A 956
1.90



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG